



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN
INGENIERÍA

Control activo de ruido periódico de ventiladores de
computadoras portátiles

T E S I S

Que para obtener el título de:
DOCTOR EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
INSTRUMENTACIÓN

P R E S E N T A
HÉCTOR ALFONSO CORDOURIER MARURI

TUTOR
DR. FELIPE ORDUÑA BUSTAMANTE

2010

Jurado asignado

PRESIDENTE: DR. LUIS AGUSTÍN ÁLVAREZ-ICAZA LONGORIA.

SECRETARIO: DR. RAFAEL DE LA GUARDIA GONZÁLEZ.

VOCAL: DR. FELIPE ORDUÑA BUSTAMANTE.

1^{er} SUPLENTE: DR. PABLO RENDÓN GARRIDO.

2° SUPLENTE: DR. BOHUMIL PSENICKA SKUHERSKY.

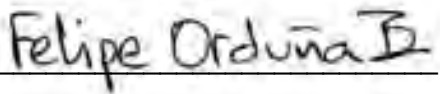
LUGAR DONDE SE REALIZÓ LA TESIS:

**CENTRO DE CIENCIAS APLICADAS Y DESARROLLO TECNOLÓGICO, UNAM, CIUDAD
UNIVERSITARIA.**

CIUDAD DE MÉXICO, DISTRITO FEDERAL, MÉXICO.

TUTOR DE TESIS:

DR. FELIPE ORDUÑA BUSTAMANTE


A handwritten signature in black ink that reads "Felipe Orduña Bustamante". The signature is written in a cursive style and is positioned above a horizontal line.

FIRMA

Agradecimientos

- A mi mamá, María Teresa Maruri Camacho; mi papá, Alfonso Cordourier Morales; y mi hermano, Guillermo Cordourier Maruri, por su apoyo y aliento incondicionales.
- A mi novia Wendy Isabel Domínguez Juárez, por su apoyo, cariño, interés y por darle un sentido a mi vida completamente diferente.
- A mi tutor, el Dr. Felipe Orduña Bustamante, por su excelente guía, por su amistad, y por su gran generosidad.
- A mis sinodales, por su interés y asistencia en el desarrollo de este trabajo.
- A mi tía Esperanza, mi tío Juan y mis primos Juan, Liliana, Mariana y Carolina, por su cariño, preocupación y cuidado durante todo este tiempo.
- A mi tía Chelín y mis primos Aline, Efraín y Evelyn, por su afecto, su amistad y su gran interés y atención.
- A mis amigos del doctorado: Javier, Alejandro, Arturo, Laurita, Vicente, Flor, Hugo, Enedina y Edgar, por su gran ayuda y por hacer del doctorado una de las mejores experiencias.
- A mis amigos de Mérida: Félix, Mario, Denis, William, Ileana y Alina; por su cercanía y solidaridad, desde tan lejos.
- A la Coordinación de Estudios de Posgrado de la UNAM, por la confianza depositada en mi desarrollo profesional.

“Lo que se obtiene con amor, se conserva para siempre.”

- Andrés Manuel López Obrador.

Índice

<i>Índice</i>	<i>ix</i>
<i>Resumen</i>	<i>11</i>
1 <i>Introducción</i>	12
1.1 Introducción del proyecto de tesis	12
1.2 Control activo de ruido	12
1.3 Control activo de ruido de ventiladores de computadora	14
1.4 Estructura del documento de tesis	18
2 <i>Control activo de ruido de un solo canal</i>	20
2.1 Introducción	20
2.1.1 Algoritmo de minimización óptima de una señal	22
2.1.2 Algoritmo de control LMS	23
2.1.3 Frecuencia de muestreo	25
2.1.4 Identificación de dispositivos	26
2.2 Control activo de ruido con el equipo de audio de una computadora personal	28
2.2.1 Esquema de control propuesto	28
2.2.2 Implementación del algoritmo LMS en el esquema propuesto	29
2.3 Control activo de ruido con retraso mínimo	33
2.3.1 Ventajas y desventajas del procesamiento sin retraso	33
2.3.2 Simulación de procesamiento sin retraso	34
2.3.3 Implementación en una plataforma DSP (Digital Signal Processor).	34
3 <i>Control activo de ruido de múltiples canales</i>	37
3.1 Limitaciones del control activo de ruido de un solo canal	37
3.2 Minimización en dominio de la frecuencia	39
3.2.1 Minimización puntual del nivel de presión sonora	39
3.2.2 Esquema simplificado de minimización del nivel de presión sonora	42

3.2.3	Minimización global de la potencia acústica	43
3.2.4	Minimización puntual de la intensidad acústica	45
3.2.5	Radiación característica de un ventilador radial	49
3.3	Minimización en dominio del tiempo	51
3.3.1	Minimización puntual del nivel de presión sonora	51
3.3.2	Minimización puntual simplificada de nivel de presión sonora	54
4	<i>Pruebas de simulación</i>	56
4.1	Simulaciones de control de un solo canal	56
4.2	Simulaciones de control de múltiples canales	58
4.2.1	Simulaciones de minimización en dominio de la frecuencia	58
4.2.2	Simulaciones de minimización de presión acústica en dominio del tiempo	64
5	<i>Pruebas experimentales</i>	66
5.1	Control activo de ruido basado en equipo estándar de audio	66
5.1.1	Arreglo experimental	66
5.1.2	Resultados experimentales	68
5.2	Control activo de ruido de retraso mínimo de un canal	73
5.2.1	Arreglo experimental	73
5.2.2	Resultados experimentales	75
5.3	Control activo de ruido de múltiples canales, con el modo simplificado	75
5.3.1	Arreglo experimental	77
5.3.2	Resultados experimentales	79
6	<i>Conclusiones y recomendaciones</i>	83
7	<i>Bibliografía</i>	86

Resumen

Los ventiladores internos de las computadoras portátiles son causa de incomodidad por el ruido que producen. Tal ruido puede describirse como una mezcla de sonido de banda ancha, y de varias componentes tonales, que son las más molestas. Estas componentes de ruido pueden ser reducidas con técnicas de control activo. El objetivo del presente trabajo es investigar la efectividad que podrían tener tales técnicas.

Al principio, se abordó el problema simple de un sistema de control de un solo canal, y se desarrolló un sistema capaz de funcionar con el equipo de audio estándar de una computadora personal, caracterizado por tener alta latencia (retraso de procesamiento). Después, se investigaron diferentes estrategias de control para lograr reducir en todas direcciones la radiación de ruido tonal de ventiladores de computadora, con un sistema de múltiples canales. Estas estrategias se estudiaron a través de dos tipos de simulaciones numéricas de control activo de ruido global, basadas en un modelo de radiación multipolar de sonido: un tipo basado en el modelado teórico del control óptimo en el dominio de la frecuencia, y otro basado en filtrado adaptivo para generar señales de control. Con ambos, se probaron arreglos compactos de fuentes de sonido colocadas cerca del ventilador. En las simulaciones basadas en control óptimo se obtienen reducciones de hasta 38 dB en la potencia acústica total radiada. En las simulaciones basadas en filtrado adaptivo se logran reducciones de 7.9 dB en la potencia acústica total radiada.

Posteriormente, se hicieron pruebas experimentales de control activo de ruido de una computadora portátil, en una cámara anecoica, para los sistemas de un solo canal y de múltiples canales. Se utilizaron como equipo de control una computadora personal (sistema de alto retraso de procesamiento o latencia) y una plataforma basada en un Procesador Digital de Señales (DSP, por sus siglas en inglés) Texas Instruments (sistema de mínima latencia). Resultados experimentales del sistema de control local de un solo canal muestran que el esquema de alta latencia logra reducciones de casi 30 dB en nivel de presión sonora, pero solamente en tonos de alta periodicidad, uno de ellos generado sintéticamente mientras que el de baja latencia consigue reducciones mayores a los 20 dB de nivel de presión sonora (NPS) en todas las componentes tonales. Las pruebas del sistema de control global de múltiples canales (que también es de latencia mínima) muestran reducciones máximas de alrededor de 8 dB en las componentes tonales principales, y reducciones también en la banda de bajas frecuencias debajo de 250 Hz, en las posiciones de los sensores de error. De ahí se concluye tanto teórica, como experimentalmente, que el control activo de ruido es una estrategia prometedora para poder controlar el ruido tonal de los ventiladores de una computadora personal.

1 Introducción

1.1 Introducción del proyecto de tesis

El ruido de los ventiladores internos de las computadoras personales actuales es un problema que sufren muchas personas que utilizan estos aparatos para trabajar diariamente. Los fabricantes y diseñadores de computadoras y procesadores están considerando muchas estrategias para tratarlo: desde hacer microcircuitos más eficientes y con menor consumo de energía, hasta implementar estrategias de aislamiento o control de ruido de los ventiladores.

De tal forma, el Laboratorio Systems and Research Center – México, de Intel Labs, Guadalajara acordó un proyecto conjunto con el Laboratorio de Acústica y Vibraciones del CCADET-UNAM, llamado “*Active noise control of small computer cooling fans close to the source*” (Control activo de ruido, cercano a la fuente, de ventiladores pequeños de computadora). El objetivo del proyecto es verificar hasta qué punto un sistema de control activo es capaz de reducir el ruido de un ventilador de computadora portátil y, de esa forma, mejorar la experiencia del usuario. El presente trabajo de tesis emana directamente de tal proyecto y tiene los siguientes propósitos:

- Investigar las características del ruido de los ventiladores internos de computadora, así como los trabajos más actuales de control activo de ruido de ventiladores. A partir de ahí, diseñar esquemas de control activo de ruido que puedan ser construidos experimentalmente y que, además, puedan después ser integrados al chasis de una computadora portátil.
- Determinar, a través de simulaciones, la efectividad, los alcances teóricos y los puntos críticos que deben tomarse en cuenta de los esquemas propuestos. Realizar formulaciones (si éstas aún no existen), para obtener las reducciones óptimas teóricas de las distintas estrategias de minimización de ruido.
- Implementar los esquemas experimentalmente, realizar mediciones de su funcionamiento y analizar los resultados, para conocer el potencial de éxito que un esquema de control activo podría tener para reducir el ruido tonal de los ventiladores internos de una computadora.

1.2 Control activo de ruido

El control activo de ruido consiste en interferir una onda acústica de sonido no deseado, con otra onda acústica generada artificialmente, que debe ser prácticamente idéntica, pero con fase invertida. Dadas las características de la naturaleza ondulatoria del sonido en un régimen lineal, si se

superpone una onda sonora de igual magnitud, pero desfasada 180° de la onda original, ocurre una interferencia destructiva, en la cual ambas ondas se anulan entre sí. El resultado es una onda sonora cancelada o, en la mayoría de los casos prácticos, de magnitud reducida.

Un sistema de control activo de ruido normalmente tiene estos componentes principales [Thomas, 1993], como puede verse en la Figura 1-1:

- Sensor de error.
- Sensor de referencia.
- Controlador.
- Emisores de sonido de control.



Figura 1-1: Esquema del sistema de control activo de ruido, con sus cuatro principales elementos: Sensor de error, sensor de referencia, controlador y emisor del sonido de control. Las imágenes identifican los elementos con la aplicación del presente trabajo, que es la cancelación de ruido de un ventilador.

Los sensores de referencia (micrófonos, acelerómetros, obturadores, etcétera) obtienen información de las señales de ruido que deberán ser interferidas. El controlador utiliza un algoritmo de control que, por medio de procesamiento de la señal de referencia, genera los sonidos de control que serán emitidos por la bocina o bocinas de control. El sensor de error (generalmente un micrófono colocado en campo lejano) permite verificar si el sistema está reduciendo significativamente la emisión total de ruido, en el punto de interés.

En general, los sistemas de control activo de ruido se clasifican en los siguientes tipos [Brinkman, 2007]:

- Control Pre-alimentado óptimo: En este tipo de sistema, las funciones de transferencia desde la fuente de ruido (fuente primaria) al punto de control y desde fuente de control (fuente secundaria) al punto de control son bien conocidas. Un sensor de referencia se coloca en la fuente primaria y su señal se utiliza para generar la señal de control en la fuente secundaria y reducir activamente el ruido. Es un sistema de control en lazo abierto.
- Control Pre-alimentado adaptivo: Es muy parecido al sistema anterior. La principal diferencia está en que se coloca también un sensor de error en el punto de control. De ese modo, en el momento de ejecución, el ruido detectado por el sensor de error servirá para que el controlador adapte sus parámetros con objeto de minimizar la señal de error y (por lo tanto) el ruido. Es un sistema de control en lazo cerrado, y por lo tanto, tiende a ser más robusto para la mayoría de las aplicaciones.
- Control retroalimentado: La diferencia de este tipo de control con respecto a los anteriores consiste en que la corrección se lleva a cabo después de que la señal se ha medido en el punto de control. Esta señal es retroalimentada hacia las fuentes secundarias, para reducir el nivel de ruido. Este método puede ser útil cuando no es posible obtener una señal de referencia desde la fuente primaria, pero es muy necesaria una estimación de las funciones de transferencia entre las fuentes de control y el punto de control. Este es el esquema de control que se utiliza en los auriculares de cancelación activa de ruido [Snyder, 2000].

En el presente trabajo se desarrolló un sistema de control activo para la reducción de ruido periódico (tonal) de posible aplicación en ventiladores pequeños de computadora. Puesto que se requiere un sistema robusto, y es posible obtener una señal de referencia acústica del ventilador, el esquema utilizado en el presente proyecto pertenece al tipo de control pre-alimentado adaptivo.

Las gran mayoría del las pruebas de simulación y experimentales del presente proyecto fueron realizadas en el Laboratorio de Acústica y Vibraciones, del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico de la Universidad Nacional Autónoma de México (véase la Figura 1-2). Algunas pruebas también se llevaron a cabo en el Laboratorio de acústica de Intel Labs, Guadalajara.

1.3 Control activo de ruido de ventiladores de computadora

En los últimos años, dentro del campo de la instrumentación acústica, el control activo de ruido es una de las ramas que ha encontrado más diversidad de aplicaciones [Kuo, 1999; Ruckman, 2007; Thomas, 1993]. El control activo de ruido permite reducir significativamente sonidos indeseables desde lugares muy cercanos a su generación, y sin interferir con el funcionamiento del mecanismo fuente [Snyder, 2000]. Ambas ventajas que no se tienen con los métodos de control pasivo (aislamiento físico de la fuente, lubricación, cambios en el diseño industrial del dispositivo,

etcétera) [Kuo, 1999; Neise, 1976; Neise, 1982]. Estas ventajas se hacen mucho más evidentes en el rango de las bajas frecuencias [Tokhi, 1996].



Figura 1-2: Entrada del Laboratorio de Acústica y Vibraciones del CCADET, UNAM; lugar donde se desarrollaron gran parte de las actividades del presente proyecto.

En este sentido, el ruido generado por ventiladores es un objetivo de investigación importante, debido a la gran presencia de ventiladores en las actividades humanas modernas. Los ventiladores son ampliamente utilizados en ambientes industriales, comerciales, de oficina, etcétera [Qin, 2006; Wong 2003].

Al respecto, una de las principales causas de incomodidad en el uso de computadoras personales (PC), es el molesto ruido tonal y adormecedor de los ventiladores internos. Éstos son utilizados para disipar el calor generado dentro del chasis o gabinete y así mantener los componentes electrónicos a una temperatura segura de funcionamiento.

Debido a la gran velocidad operativa de los nuevos procesadores y a las dimensiones cada vez más reducidas de las computadoras personales (en especial, las portátiles), la ventilación se ha vuelto indispensable en casi todos los equipos actuales [Kinney, 2007], los cuales cuentan comúnmente con varios ventiladores internos. Estos ventiladores son la fuente de la gran mayoría del ruido percibido desde una computadora personal, o computadora portátil. Reducir el nivel sonoro de estas fuentes incrementa sensiblemente el nivel de confort del usuario.

Existen alternativas al uso de ventiladores, como el enfriamiento a partir de la compresión de líquido refrigerante. Sin embargo, tales alternativas son más costosas y por lo general sólo se utilizan en equipos de muy alto rendimiento.

Mediciones del espectro de frecuencias del ruido producido por ventiladores internos típicos para PC, muestran sonido de banda ancha, y algunas componentes sobresalientes de contenido tonal más definido. Esto es lo que se observa en el ejemplo de la Figura 1-3. Del espectro, sobresalen picos pronunciados a ciertas frecuencias. Tales corresponden muchas veces con la Frecuencia del Paso de las Aspas (BPF, por las siglas en inglés de Blade Passing Frequency), y sus armónicos [Hodgson, 2006; Huang 2005; Orduña, 2006; Tavares, 2006].

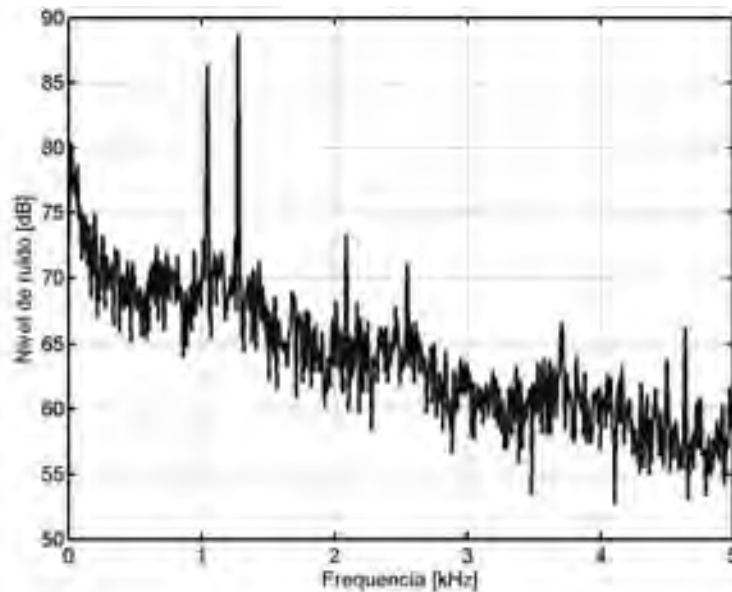


Figura 1-3: Espectro típico del nivel de presión sonora generado por el ruido de computadora portátil, grabado en la cámara anecoica del Laboratorio de Acústica y Vibraciones del CCADET, UNAM. Nótese las componentes de frecuencia que sobresalen entre ruido de banda ancha.

La frecuencia del paso de las aspas es, por lo general, la componente tonal más importante del ruido de los ventiladores. Es producida por la interacción turbulenta entre el aire acarreado por las aspas y los travesaños o rejillas que rodean el ventilador. Por lo tanto, tal frecuencia depende directamente de la velocidad de giro y puede determinarse midiendo la rapidez de las revoluciones de las aspas.

El ruido tonal producido por los ventiladores de computadora ha sido estudiado y modelado analíticamente para determinar la naturaleza ruido y los elementos que lo afectan. En este sentido, se sabe que el encapsulado o chasis de un ventilador radial puede incrementar el nivel de presión sonora (NPS) del ruido en 2 dBA, pero el incremento se enfoca en los armónicos más altos [Gullbrand, 2008]. El patrón de la rejilla que se coloca a la entrada de flujo del ventilador también afecta la intensidad de la BPF y sus armónicos. Se ha demostrado que una rejilla con barras rectas y

con espacios amplios entre barras (4 mm) produce tonos de hasta 25 dB más de NPS que una rejilla circular con espacios de 1mm entre barras [Gullbrand, 2007].

Esto significa la tonalidad de los ventiladores se puede reducir drásticamente, con algunas modificaciones en el diseño industrial. Sin embargo, no se ha reportado aún algún tipo de construcción del ventilador que se capaz de eliminar completamente el ruido tonal. Al respecto, el control activo de ruido se perfila como una estrategia adicional que podría permitir una reducción mayor de las componentes tonales de ruido.

En ese sentido, la mayoría de la investigación en el control activo en ventiladores se ha enfocado en la reducción de las componentes tonales de frecuencia, puesto que representan la principal causa de incomodidad acústica [Cattanei, 2007; Kinney, 2007], y a que su periodicidad los hace relativamente predecibles, una característica que permite desarrollar mucho mejores estrategias de control activo [Wu, 2001].

Para la detección de la señal de referencia, se utilizan principalmente dos métodos:

- Medición acústica con un micrófono. Se obtiene el espectro de frecuencias del sonido obtenido y de ahí se obtienen la BPF, sus armónicos y otros componentes tonales prominentes. La principal desventaja de este método reside en la posibilidad de que el micrófono de referencia detecte también los sonidos de control de las bocinas, lo cual provoca retroalimentación, que puede desestabilizar el sistema si no es correctamente eliminada.
- Medición óptica con un obturador infrarrojo o láser. Colocado frente a las aspas del ventilador, el obturador es capaz de medir la frecuencia de las interrupciones provocadas por el giro, la cual corresponde con la BPF. A partir de esta señal, se calculan los armónicos y se puede generar la señal de atenuación. La principal desventaja de esta opción está en la imposibilidad de interferir señales tonales de ruido que no estén relacionadas armónicamente con la BPF.

Una comparación de la efectividad de ambos sistemas fue realizada [Wong, 2003], con resultados muy cercanos, y ligeramente más favorables para el sensor óptico. Sin embargo, una ubicación cuidadosa de los micrófonos (con captación indirecta de las bocinas de control) y una rutina que cancele la señal retroalimentada, pueden minimizar el riesgo para la estabilidad del sistema.

En un principio, puede suponerse que el ruido de un ventilador está compuesto por ruido aleatorio de banda ancha, al que se suman tonos puros de frecuencia fija. Esta suposición es razonable sólo hasta cierto punto, pues como se verá en los resultados de mediciones de este trabajo, las componentes tonales no se mantienen en frecuencias fijas ni tienen el perfil preciso de tonos perfectos [Cordourier, 2007; Orduña, 2007].

Ya se han realizado algunas implementaciones experimentales de control activo de ruido en computadoras. Tal es el caso del trabajo del trabajo reportado por Gee y Sommerfeldt [Gee, 2003]. En tal, se probó un sistema de control activo de cuatro canales en un pequeño ventilador, montado en un gabinete de una computadora de escritorio, y se lograron reducciones globales de 11.4 dBA en nivel de presión sonora. Shafer [Shafer, 2006] hizo mediciones en campo cercano con distintas configuraciones de control activo de ruido de un ventilador montado en una placa metálica, con bocinas de control colocadas en posiciones variables alrededor del ventilador. Determinó que la colocación óptima de reducción de ruido coincidía con aquella determinada por simulaciones de reducción de potencia acústica basadas en el trabajo previo de Nelson y Elliot [Nelson, 1993]. También demostró que la colocación adecuada de las bocinas puede mejorar la reducción de potencia acústica de 9.0 a 17.1 dB. Cabe señalar que en tales implementaciones, se utilizaron obturadores infrarrojos como sensores de referencia. También debe apuntarse que las bocinas de control fueron colocadas en el campo cercano (a unos milímetros de las aspas del ventilador). Esta estrategia es útil cuando las condiciones de campo cercano no varían drásticamente, pero puede dar pie a problemas si se colocan objetos en las proximidades.

Al respecto, el aporte del presente trabajo se encuentra en analizar, por medio de simulaciones y experimentaciones, la efectividad de un sistema de control activo de ruido en ventiladores ya instalados en una computadora portátil o laptop. Esto significa que se analiza el sistema acústico computadora portátil - ventilador, en el cual los sensores de error son colocados en el campo lejano del ventilador, considerando que las distancias son comparables o mayores que la longitud de onda de las frecuencias tonales sujetas a control. En estas distancias, los sensores de error no estarán sujetos a la distribución de presión sonora específica del campo cercano en cada caso.

También se debe apuntar que en este trabajo se utiliza un micrófono como sensor de referencia, en vez de un obturador óptico. Esto es con fines de poder controlar tonos de ruido que no necesariamente tengan una relación armónica con la BPF.

1.4 Estructura del documento de tesis

La explicación del trabajo de tesis se encuentra dividida en seis capítulos. En la presente introducción se describe el tema del proyecto, se da una breve explicación de lo que es el control activo de ruido, y se describe el contenido de la tesis.

En el capítulo “Control activo de ruido de un solo canal”, se proponen esquemas de control de una entrada de referencia, una salida de control, una entrada de error, y con una rutina que cancela la retroalimentación. Se proponen tanto un sistema de control activo de baja latencia (es decir, con mínimo retraso de procesamiento), como un sistema novedoso de alta latencia, que utiliza el equipo

de audio estándar de una computadora personal, y que compensa los retrasos de procesamiento inherentes a tal sistema. Se analizan las ventajas y desventajas de ambas propuestas.

En el siguiente capítulo, “Control activo de ruido de múltiples canales”, se discute la necesidad de un sistema de varias entradas de error y salidas de control, para lograr reducción de ruido en todas direcciones. Se analizan teóricamente distintas estrategias de minimización global de ruido, tanto en dominio de la frecuencia, como en dominio del tiempo. Después se describe la forma en que se implementan estas estrategias en simulaciones numéricas.

En el capítulo “Pruebas de simulación”, se detallan los resultados de las simulaciones realizadas a partir de las fórmulas presentadas en el capítulo anterior. Se discuten los requerimientos de cantidad y localización de los sensores de error y las fuentes de control, así como el desempeño teórico que tendrá una configuración propuesta para pruebas experimentales. Las simulaciones hacen uso de un modelo de fuentes equivalentes, obtenido previamente de mediciones experimentales de ruido de una computadora portátil, para hacer más confiables los resultados.

En el capítulo “Pruebas experimentales”, se muestran los resultados de mediciones de reducción de ruido, en pruebas donde fueron implementados los sistemas de control activo de un solo canal (de alto retraso y de retraso mínimo), y de múltiples canales. Se analizan tales resultados, y se discute la efectividad relativa de cada sistema.

En el último capítulo, “Conclusiones y recomendaciones” se resumen las principales conclusiones del proyecto, las aportaciones originales de este trabajo, así como las recomendaciones para trabajos futuros en esta rama.

2 Control activo de ruido de un solo canal

2.1 Introducción

El esquema de control adaptivo más simple es aquél que consta de un solo canal. En tal caso, el sistema tiene una entrada y una salida de datos. Es conveniente analizar al principio el esquema de un solo canal, para poder familiarizarse con el funcionamiento y las características principales del sistema de control. Sin embargo, debe apuntarse que el control basado en un solo canal tiene limitaciones prácticas importantes, las cuales serán analizadas con detalle en el capítulo próximo.

El arreglo experimental propuesto para el esquema de control activo de ruido de un solo canal puede verse en la Figura 2-1. Nótese la correspondencia de los elementos con el esquema de control general mostrado en la Figura 1-1 del capítulo anterior. En la Figura 2-1 también se observan las principales funciones de transferencia (representadas con flechas) entre los elementos del arreglo.

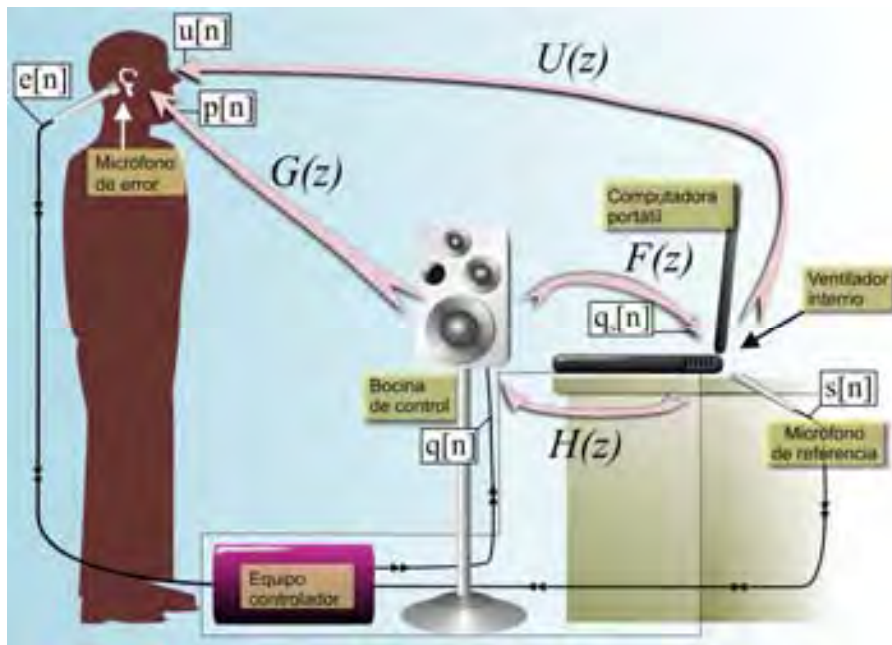


Figura 2-1. Elementos del arreglo experimental para el esquema de control activo de un solo canal, para el ruido del ventilador interno de una computadora portátil. También se muestran las funciones de transferencia entre los elementos emisores y receptores de ruido: $U(z)$ ventilador – oído, $G(z)$ bocina – oído y $F(z)$ bocina – micrófono de control (ventilador). $H(z)$ es el filtro interno de control, el cual es calculado por el equipo controlador, tiene como entrada el sonido del ventilador, y su salida es emitida por la bocina de control. También se observan, en recuadros blancos, las señales digitales en cada punto, que corresponden con el diagrama de bloques de la Figura 2-2.

El diagrama de bloques del esquema de control propuesto puede verse en la Figura 2-2. Como se puede ver, se trata de un esquema de referencia filtrada ($r[n]$), con una rutina de cancelación de retroalimentación ($q_s[n]$), implementada en el dominio del tiempo [Elliot, 2001; Wu, 2001].

A este tipo de algoritmo de referencia filtrada también se les conoce como algoritmo de “x filtrada”, pues se identifica la variable “x” como la señal de referencia de entrada.

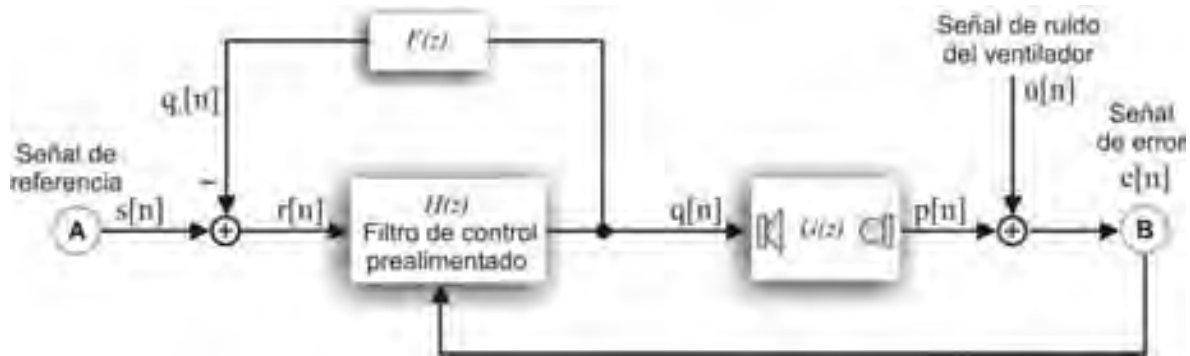


Figura 2-2. Esquema de control activo de ruido propuesto, consistente en un modelo pre-alimentado de un solo canal. Nótese la correspondencia de los filtros y las señales digitales en el arreglo experimental mostrado en la Figura 2-1

La nomenclatura para las señales y funciones de transferencia es la siguiente:

- $s[n]$: señal de referencia obtenida por el micrófono A, cercano a la fuente de ruido.
- $r[n]$: señal de referencia después de restarle la retroalimentación de la señal de control.
- $q[n]$: señal de control enviada a la bocina de control.
- $q_s[n]$: señal de control transferida al micrófono de referencia A, utilizada para restar la retroalimentación a la señal de referencia.
- $p[n]$: señal de control transferida al micrófono de error B.
- $u[n]$: señal de ruido que debe ser cancelada en el micrófono de error B.
- $e[n]$: señal de error que debe ser minimizada, registrada por el micrófono de error B, y que es la superposición de la señal de control transferida y la señal de ruido.
- $H[z]$: Función de transferencia del filtro de control, el cual transforma la señal de referencia captada por el micrófono de referencia (A) en la señal de control que debe contrarrestar el ruido detectado en el micrófono de error (B).
- $F[z]$: Función de transferencia de la bocina de control al micrófono de referencia A.

- $G[z]$: Función de transferencia de la bocina de control al micrófono de error B.
- $U[z]$: Función de transferencia del micrófono de referencia, al micrófono de error.

La señal registrada en micrófono de referencia se considera la fuente primaria de ruido. De ahí que sea necesario colocar tal micrófono en la posición más cercana posible a la fuente real.

Como se observa en el diagrama de la Figura 2-2, en el cálculo del filtro $H[z]$ es el momento en el que se lleva a cabo la adaptación del sistema de control. La elección de un algoritmo adecuado para esta etapa es fundamental para que el sistema funcione de manera práctica y efectiva. En el presente proyecto, se utilizó el algoritmo de control del Promedio de Mínimos Cuadrados (LMS, por sus siglas en inglés), pues es el más utilizado en control activo de ruido por su conocida robustez y estabilidad en aplicaciones prácticas y experimentales, así como por su costo computacional moderado [Hansen, 2001; Snyder, 2000, Nelson, 1993].

También es preciso notar la necesidad de conocer bien las funciones de transferencia $F[z]$ y $G[z]$, las cuales pueden medirse con ayuda de una señal de barrido en frecuencias. El procedimiento de medición de estas funciones se describe con detalle en la sección 2.1.4 “Identificación de dispositivos”. Dado que se espera que estas funciones no cambien en el tiempo, es importante que no se altere en ningún momento la posición de algún componente durante el proceso de control.

2.1.1 Algoritmo de minimización óptima de una señal

Considérese el problema general de estimación en el dominio del tiempo ilustrado en la Figura 2-3. En este problema, las entradas y salidas son señales discretas, tal como las presentes en cualquier sistema digital (véase la sección 2.1.3 “Frecuencia de muestreo” para más información al respecto).



Figura 2-3: Diagrama de bloques de un problema de estimación general.

La señal de referencia (secuencia de entrada) $r[n]$ es la suma de una señal que se quiere obtener (señal deseada, $d[n]$), con contaminación, o ruido. Esta señal es introducida a un filtro digital de respuesta finita al pulso (FIR, por sus siglas en inglés), con un número I de coeficientes h_i , cuya salida $p[n]$ es restada a la señal deseada $d[n]$, para obtener como resultado una señal de error $e[n]$, dada por:

$$e[n] = d[n] - \sum_{i=0}^{I-1} h_i r[n-i] \quad (2-1)$$

Es posible ajustar los valores de h_i para reducir al mínimo el valor medio cuadrático de la señal de error $E(e^2[n])$, donde $E(\)$ es el valor esperado, y en este caso se obtiene con el promedio sobre bloques de la señal de error $e[n]$. De tal forma, se puede definir \mathbf{h}_{opt} como el vector que contiene los coeficientes de h_i que reducen de manera óptima el valor medio cuadrático de la señal de error $e[n]$.

Como se demuestra en el texto de Nelson et al. [Nelson, 1993], el filtro óptimo \mathbf{h}_{opt} se puede obtener evaluando la solución:

$$\mathbf{h}_{\text{opt}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \quad (2-2)$$

Donde:

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} R_{fd}(0) \\ R_{fd}(1) \\ \cdot \\ \cdot \\ R_{fd}(I-1) \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{ff}(0) & R_{ff}(1) & \dots & R_{ff}(I-1) \\ R_{ff}(1) & R_{ff}(0) & \dots & R_{ff}(I-2) \\ \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ R_{ff}(I-1) & R_{ff}(I-2) & \dots & R_{ff}(0) \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

Y donde R_{fd} es la correlación cruzada entre la señal de referencia $r[n]$ y la señal deseada $d[n]$; y R_{ff} es la autocorrelación de la señal de referencia.

Aunque con estas fórmulas es posible crear un algoritmo de control que reduce de manera óptima la señal de error (que, en el caso particular de este proyecto, sería la señal de ruido proveniente del ventilador); se observa en las ecuaciones (2-2) y (2-3) que el cálculo del filtro \mathbf{h}_{opt} requiere llevar a cabo varias operaciones de correlación, así como invertir una matriz cuadrada de orden I . Estas operaciones son muy costosas en tiempo de procesamiento al momento de programar el algoritmo en una computadora o en un procesador, lo cual pone serias limitaciones al implementar sistemas reales de control. Es por ello que se han creado varios algoritmos alternativos que *aproximan* la solución óptima, en vez de calcularla directamente. Uno de los más conocidos es el algoritmo del Promedio de Mínimos Cuadrados, o LMS.

2.1.2 Algoritmo de control LMS

El algoritmo LMS (Least Mean Squares) es uno de los más utilizados para implementar sistemas de control activo de ruido [Hansen, 2001; Snyder, 2000]. Pertenece a la familia de los algoritmos de

gradiente estocástico, que son aquellos en los que el filtro se adapta dependiendo de la señal de error en el instante actual únicamente [Widrow, 1985]. La formulación de este algoritmo parte de la definición del valor medio cuadrático de la señal de error [Hansen, 1997]:

$$E\{e^2[n]\} = E\{(d[n] - p[n])^2\} = E\{(d[n] - \mathbf{h}^T[n] \cdot \mathbf{r}[n])^2\} \quad (2-4)$$

Donde $(^T)$ significa la transpuesta del vector (y en este caso, implica que los vectores \mathbf{h} y \mathbf{r} van a ser multiplicados elemento n con elemento n).

El valor esperado se puede aproximar con el uso de un estimador, de la siguiente forma:

$$E\{e^2[n]\} \approx \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \{(d[n-i] - \mathbf{h}^T[n-i] \cdot \mathbf{r}[n-i])^2\} \quad (2-5)$$

El caso más simple es aquél en el que se aproxima al error instantáneo, en el que $N = 1$:

$$E\{e^2[n]\} \approx e^2[n] = (d[n] - \mathbf{h}^T[n] \cdot \mathbf{r}[n])^2 \quad (2-6)$$

Al diferenciar el valor del error instantáneo respecto al vector de coeficientes del filtro adaptivo, se obtiene el cambio del filtro \mathbf{h} , opuesta al gradiente del error cuadrático en función de los coeficientes de \mathbf{h} :

$$\Delta \mathbf{h}[n] \approx -\frac{1}{2} \nabla_{\mathbf{h}} (e^2[n]) = -\frac{1}{2} \frac{\partial e^2[n]}{\partial \mathbf{h}[n]} = +e[n] \mathbf{r}[n] \quad (2-7)$$

Para todos los algoritmos de gradiente estocástico, se tiene que [Hansen, 1997]:

$$\mathbf{h}[n+1] = \mathbf{h}[n] + \mu \Delta \mathbf{h}[n] \quad (2-8)$$

Donde μ es un valor llamado coeficiente de convergencia. Sustituyendo (2-7) en la ecuación (2-8), se obtiene la expresión del algoritmo LMS [Hansen, 1997]:

$\mathbf{h}[n+1] = \mathbf{h}[n] + \mu e[n] \cdot \mathbf{r}[n] \quad (2-9)$
--

En este resultado, es importante notar que todo lo que se necesita para ajustar los coeficientes futuros del filtro de control \mathbf{h} , es tener la señal de referencia $\mathbf{r}[n]$, y la señal de error obtenida

directamente $e[n]$. No es necesaria expresamente la señal deseada $d[n]$, la cual es más difícil de obtener a partir de mediciones directas.

El coeficiente de convergencia μ controla la estabilidad del algoritmo y su “velocidad de convergencia o aprendizaje”, que es la rapidez con la que el algoritmo se aproxima a la solución óptima. Un coeficiente numéricamente muy grande aumenta la velocidad de convergencia, pero también puede provocar un funcionamiento inestable. Un coeficiente pequeño es más favorable para la estabilidad del algoritmo, pero hace más lenta la velocidad de convergencia, lo cual puede reducir la efectividad del sistema para eliminar señales que tienen fuertes variaciones a través del tiempo. Por lo tanto, se consideran valores adecuados para el coeficiente μ aquellos que se encuentran en siguiente intervalo [Nelson, 1993]:

$$0 < \mu < \frac{1}{N \cdot \sigma(r^2[n])} \quad (2-10)$$

Donde N es el tamaño del bloque de la señal de entrada y $\sigma(r[n])$ es el valor cuadrático medio de los valores del bloque de tal señal.

Cuando el algoritmo LMS se utiliza en un esquema de control de referencia filtrada o “x filtrada”, es común referirse a tal esquema por las siglas en inglés FXLMS, que significan “Filtered-X LMS” o “algoritmo LMS de x-filtrada” [Hansen, 1997].

2.1.3 Frecuencia de muestreo

En todo procesamiento digital de audio, es preciso convertir las mediciones continuas obtenidas analógicamente (como las señales de un micrófono) en señales discretas. Para ello, las mediciones son tomadas a un ritmo constante, y los resultados son almacenados en un vector de datos que representa la señal ya discreta. A esta operación se le conoce como **muestreo**, y el ritmo de evaluación es la **frecuencia de muestreo** f_s , como se muestra en la Figura 2-4 [Kientzle, 1988, Oppenheim, 1997, Cordourier, 2006].

Un aspecto importante que debe definirse en el sistema, es la frecuencia de muestreo de las señales digitales que se utilizarán. A un mayor ritmo de muestreo, mayor calidad en las mediciones de audio, pero también mayor carga computacional para el procesamiento de datos. Una referencia al respecto consiste en considerar la frecuencia más alta que se piensa controlar, y después establecer una frecuencia de muestreo diez veces mayor (por lo menos) a esa frecuencia [Snyder, 2000].

Puesto que las componentes tonales que se desea controlar están aproximadamente en el rango inferior a los 2 kHz, se eligió utilizar la frecuencia de muestreo estándar de audio de 22050 Hz en todas las pruebas de control. Esta frecuencia de muestreo provee una buena calidad de señal,

además de ser adecuada para la capacidad de cómputo de las plataformas de audio utilizadas para las pruebas experimentales del sistema.

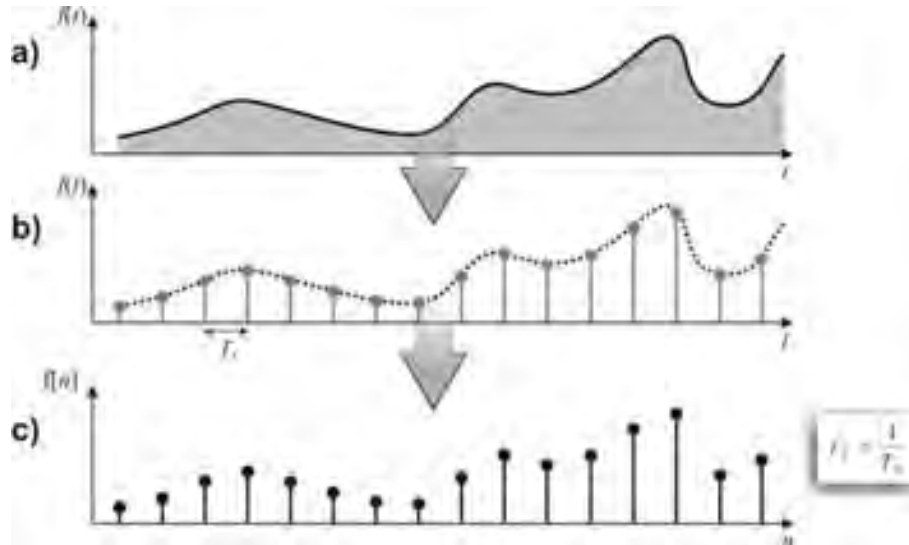


Figura 2-4: Proceso de conversión de una función continua, a una función discreta. La función continua (a) es muestreada a una frecuencia constante f_s (b) y de ahí se obtiene un vector de datos (c).

2.1.4 Identificación de dispositivos

Para poder implementar experimentalmente el control activo de ruido en cualquiera de las modalidades que se muestran en el presente trabajo, es necesario conocer las funciones de transferencia que hay entre la bocina (o bocinas, para el sistema de múltiples canales) y el micrófono de referencia, y entre la bocina y el sensor (o sensores, para el sistema múltiples canales) de error.

Para obtener estas funciones, se requiere enviar a la bocina una señal de excitación que tenga un ancho de banda lo suficientemente amplio para contener las frecuencias de interés. Esta señal debe ser registrada por los micrófonos. La razón entre la transformada de Fourier de la señal original (antes de ser enviada a las bocinas) y la transformada de la señal registrada en el micrófono, es la función de transferencia del sistema bocina – micrófono, en el dominio de la frecuencia. Con la transformada inversa de Fourier, se obtiene la función en dominio del tiempo. Véase, para mayor claridad, la Figura 2-5.

Es necesario utilizar, como señal de excitación, un sonido de amplio ancho de banda, tal como un impulso acústico, ruido blanco, o una señal de barrido en frecuencia. Teóricamente, la señal idónea es el impulso acústico. Sin embargo, en la práctica, esta señal puede producir saturación en ciertas bandas de frecuencia, lo que puede afectar los resultados. El uso de ruido blanco, por su parte, requiere del uso de muchas mediciones, para obtener un promedio que represente el resultado de manera confiable, lo cual puede hacer muy lento el proceso de medición [Burguess, 1991].

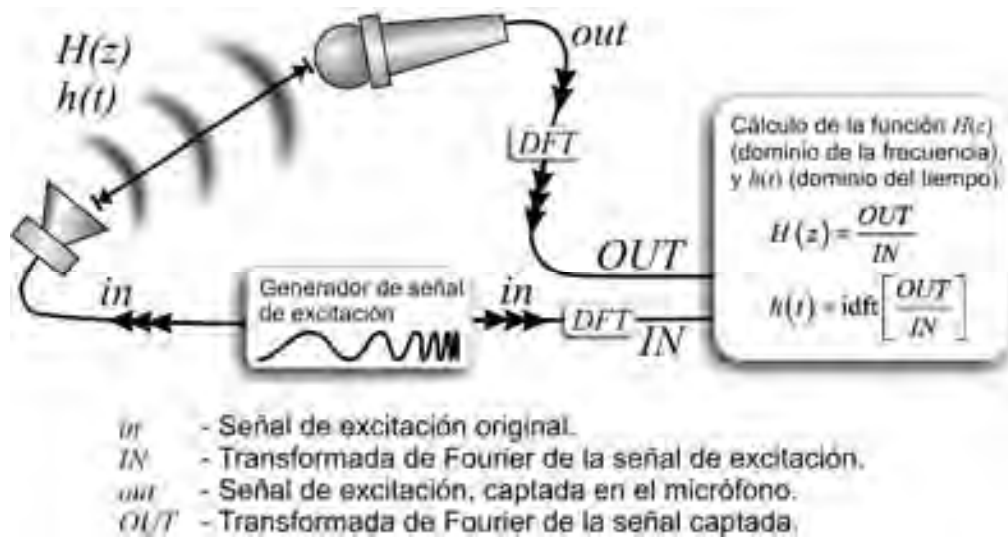


Figura 2-5: Cálculo de la función de transferencia del sistema bocina – micrófono. Una señal de excitación se envía a la bocina, y simultáneamente es captada a través de un micrófono. La función se obtiene con ambas señales (la original y la captada), a través de operaciones con la transformada digital de Fourier, y la transformada inversa digital de Fourier (DFT e idft, por sus siglas en inglés, respectivamente).

Otra alternativa es utilizar una señal de barrido lineal en frecuencia (o “linear chirp”, como es conocida normalmente en inglés). Tal señal consiste en una forma de onda (por lo general un senoide) cuya frecuencia instantánea se incrementa linealmente en el tiempo, en un intervalo dado por un ancho de banda. [Burgess, 1991]. Una gráfica de un ejemplo de señal “chirp” puede verse en la Figura 2-6.

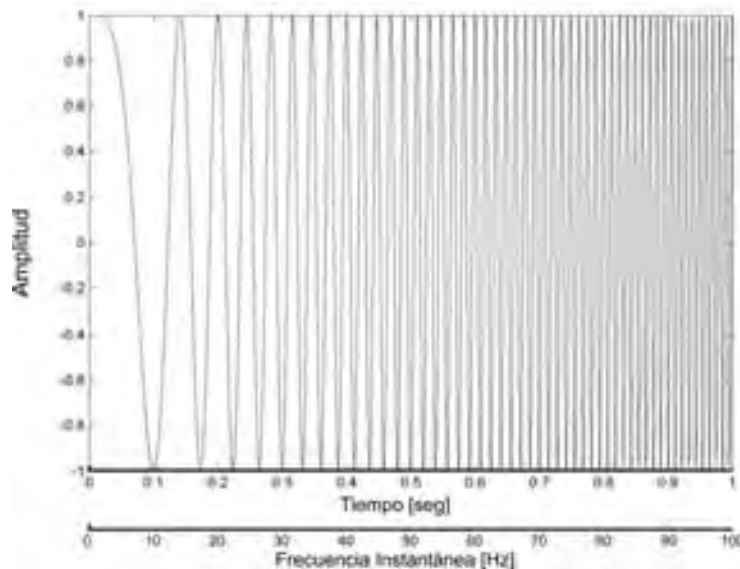


Figura 2-6: Gráfica de una función de barrido de frecuencia (chirp), que va de 0 a 100 Hz, en un segundo de duración. Una función de este tipo es la que se utiliza para estimar las funciones de transferencia entre la bocina (o bocinas, para el sistema de múltiples canales) y los micrófonos, en la implementación experimental de control de ruido.

Utilizar una señal de barrido como excitación tiene la ventaja de producir resultados confiables sin la necesidad de promediar muchas mediciones. Es por esta razón que se escogió esta alternativa en la implementación experimental del sistema de control activo de ruido.

Dado que la frecuencia de muestreo fue establecida en 22050 Hz, las señales de barrido generadas se calcularon para un ancho de banda de 0 a 11025 Hz, por ser ésta última la frecuencia de Nyquist [Oppenheim, 1997]. La duración de la señal fue ajustada para tener tamaños de 2^{15} (32768) ó 2^{16} (65536) muestras, esto, para optimizar el funcionamiento de las rutinas numéricas de la transformada rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés), que fue el algoritmo que se utilizó para realizar el cálculo de las transformadas. En cada prueba de identificación de las funciones de transferencia, las mediciones se hicieron con promedios de diez repeticiones cada una.

2.2 Control activo de ruido con el equipo de audio de una computadora personal

2.2.1 Esquema de control propuesto

Como primera etapa, se propuso lograr reducir sensiblemente el ruido tonal de una computadora portátil en un oído del usuario, utilizando el equipo de audio estándar de otra computadora como equipo controlador. Para ello, fue necesario hacer varias adaptaciones al esquema de control de la Figura 2-2. El sistema fue diseñado con los elementos principales que corresponden a un usuario y a una computadora portátil. Con tales elementos se elaboró el arreglo experimental que se muestra en la Figura 2-7. Nótese la correspondencia con el esquema general de control de ruido de un solo canal mostrado en la Figura 2-1.

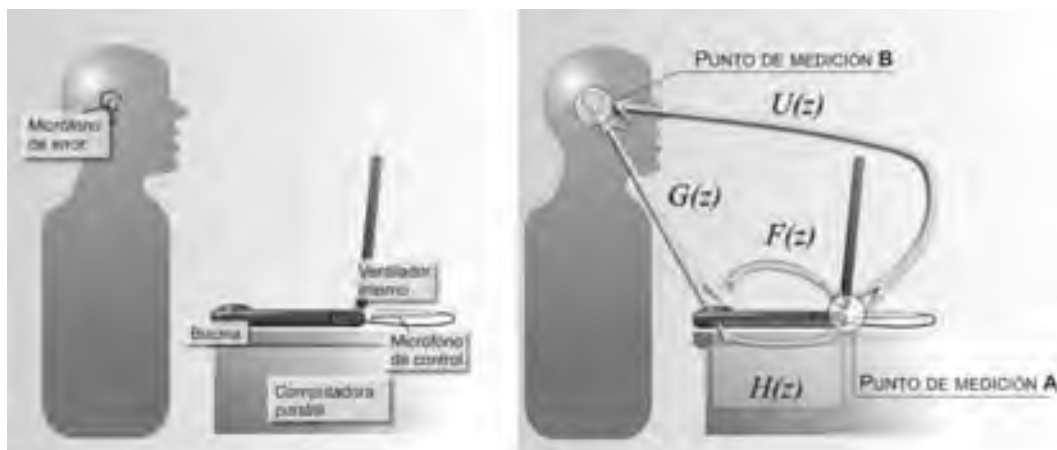


Figura 2-7. Elementos del arreglo experimental para el esquema de control activo de ruido del ventilador interno de una computadora portátil, a través del equipo de audio estándar de una computadora portátil; y funciones de respuesta entre los elementos emisores y receptores de ruido: $U(z)$ ventilador – oído, $G(z)$ bocina – oído y $F(z)$ bocina – micrófono de control (ventilador). $H(z)$ es el filtro interno de control, el cual tiene como entrada el sonido del ventilador, y emite su salida a través de la bocina de control (derecha).

Los sensores son dos micrófonos omnidireccionales. Se utiliza un micrófono de error en la posición aproximada del oído de un usuario, lo cual permite registrar los sonidos que tal usuario escucharía. También se utiliza un micrófono de referencia, colocado cerca del ventilador interno (la fuente de ruido primaria), que obtiene la señal acústica de referencia. La fuente sonora de control es una bocina común de computadora.

2.2.2 Implementación del algoritmo LMS en el esquema propuesto

Se utilizó el algoritmo LMS para actualizar los coeficientes del filtro de control $H(z)$. Sin embargo, tal algoritmo tuvo que ser modificado para poder funcionar en equipo de audio estándar de computadora. Esto se debe a que el procesamiento de audio en las computadoras personales se hace en bloques de muestras, con tamaños que van de $N = 64$ a 4096 o más muestras. La grabación y reproducción simultáneas de sonido, implican que el programa debe de enfrentar un retraso de al menos N muestras entre las señales físicas de entrada y salida correspondientes. En algunos casos, el programa controlador puede inducir retrasos en múltiplos del tamaño de bloque: $2N$, $3N$, etc., en vez de sólo N . Además, usualmente existe un retraso adicional, que tiene que ver con el acondicionamiento interno de la señal (conversión analógica – digital / digital – analógica, filtrado anti-alias, etc. [Hansen, 2001]) en el equipo de audio.

No obstante, bajo la estricta suposición de que la perturbación tonal es periódica, con un periodo de T muestras (posiblemente fraccional), el desfase entre señales producido por el retraso puede ser compensado.

Los retrasos entre las señales físicas reales y las señales digitales que están siendo procesadas simultáneamente en el CPU, pueden clasificarse de la siguiente manera:

- N_i = Número de muestras de retraso de la señal digital de entrada, respecto a la señal física de entrada.
- N_o = Número de muestras de retraso de la señal física de salida, respecto a la señal digital de salida.

Dado que el retraso interno D , debido al acondicionamiento de la señal y al procesamiento del sistema operativo, puede considerarse idéntico en las etapas de entrada y salida (pues los filtros anti-alias y de reconstrucción son del mismo orden, y la carga del sistema operativo puede controlarse), N_i y N_o pueden ser expresados de la siguiente manera:

$$N_i = N + D ; \quad N_o = D \quad (2-11)$$

Donde N es el número de muestras del bloque y D es el retraso del acondicionamiento de la señal (en número de muestras).

La descripción de estos retrasos en el sistema propuesto se ilustra en el inciso (a) de la Figura 2-8. Un esquema equivalente, pero simplificado, con un retraso $\Delta = N_i + N_o$, localizado en serie con la salida del audio y las funciones de transferencia $F(z)$ y $G(z)$ se muestra en el inciso (b) de la Figura 2-8, en los cuales, la variable Δ de retraso en muestras resulta:

$$\Delta = N_i + N_o = N + 2D \quad (2-12)$$

Dado que el tamaño de bloque N idóneo para el procesamiento continuo en la computadora es de 1024 muestras, se puede afirmar que el retraso Δ será superior a la diferencia de retardo acústico entre las señales de control y el ruido del ventilador. Esto representa una limitación de causalidad para el control de señales arbitrarias de ruido; especialmente aquellas que tienen una autocorrelación corta. Las implicaciones de este retraso en el control activo de ruido tonal se ilustran en la Figura 2-9 y en la Figura 2-10.

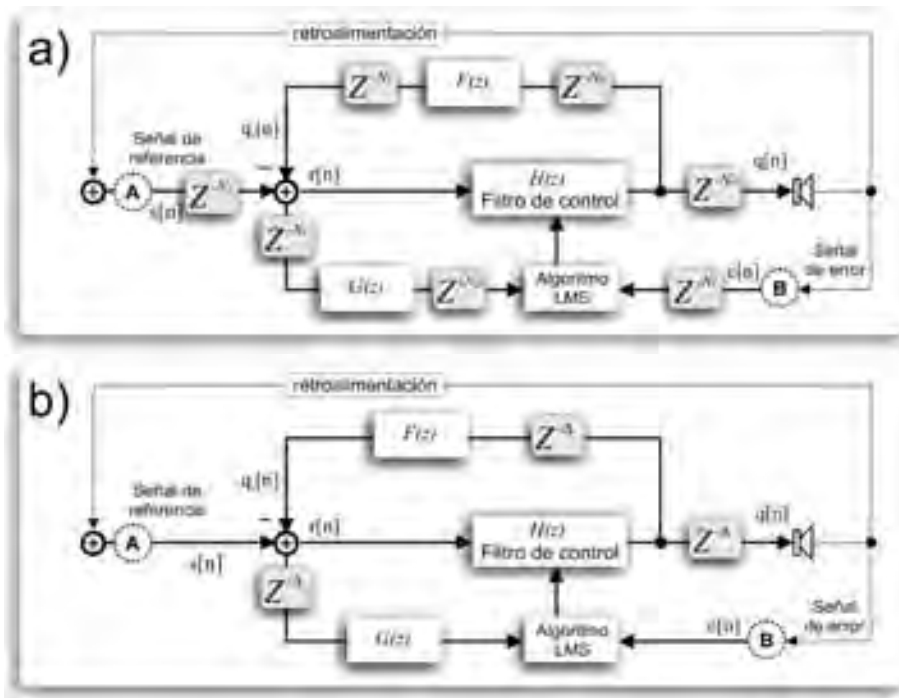


Figura 2-8: Diagrama de bloques del sistema de control con los bloques de retrasos asociados con el almacenamiento y acondicionamiento de la señal. El diagrama (a) muestra los bloques de retraso en la entrada y salida de las señales físicas. El diagrama (b) es equivalente, pero con un retraso $\Delta = N_i + N_o$ colocado en serie con la salida de audio y con las funciones de transferencia $G(z)$ y $F(z)$.

Puesto que el ruido que se desea controlar es periódico, con periodo T medido en muestras (posiblemente fraccional, no entero), es posible calcular el retardo concerniente únicamente al desfaseamiento de la señal causado por el retraso, de la siguiente forma:

$$\Delta' = \Delta \text{ mod } T = (N + 2D) \text{ mod } T \quad (2-13)$$

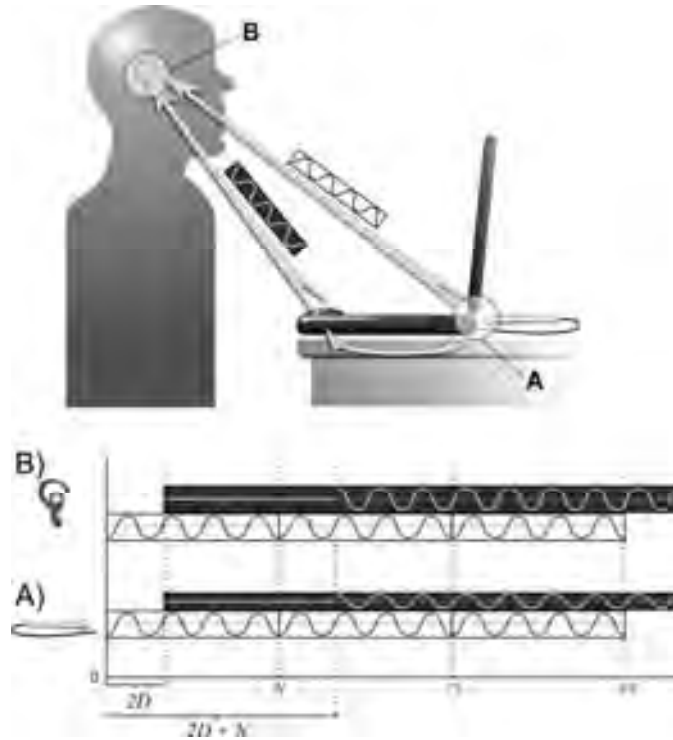


Figura 2-9: Señal de control retrasada por el procesamiento de audio (gris oscuro), y señal de ruido (gris claro) en los micrófonos de referencia y error (los retrasos acústicos no se muestran por simplicidad). El retraso de audio total $N + 2D$ incluye un retraso de bloque de N muestras y un retraso interno del sistema de sonido de $2D$ muestras.

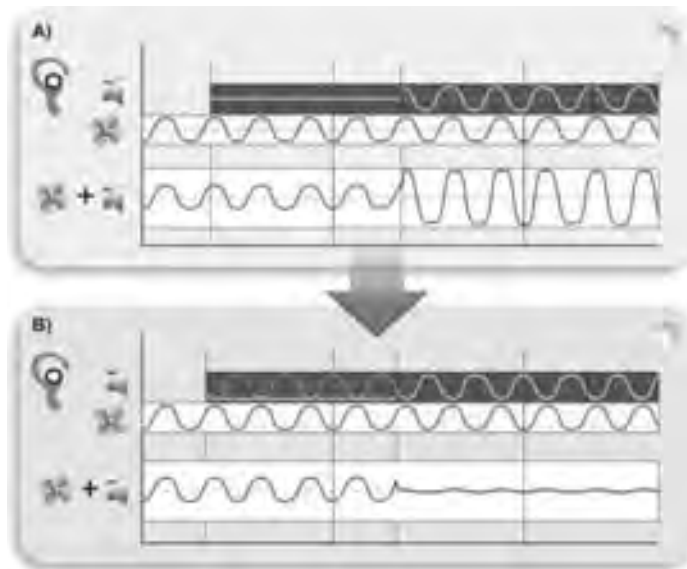


Figura 2-10: Superposición de señales acústicas en el oído (micrófono de error), en dos casos: (A) con retraso de audio que produce cancelación posiblemente incorrecta, (B) con compensación de audio sincronizada con el tono ($H(z)$) retrasada $N + 2D \bmod T$ muestras, lo que asegura la correcta cancelación

Donde Δ' es un retraso muy inferior y con el que se pueden realizar el cálculo de una señal de control con fase correcta para cancelar el ruido periódico. Por lo tanto, las señales de control calculadas a partir de señales de referencia retrasadas deben ser sincronizadas, tomando en cuenta el

retraso Δ' , con el periodo de ruido tonal T , tal como se ilustra en la Figura 2-10. Ello incluye la cancelación de la señal de control en el micrófono de referencia, es decir, la cancelación de la retroalimentación, la cual también debe ser sincronizada con el periodo T , como se muestra en la Figura 2-11.

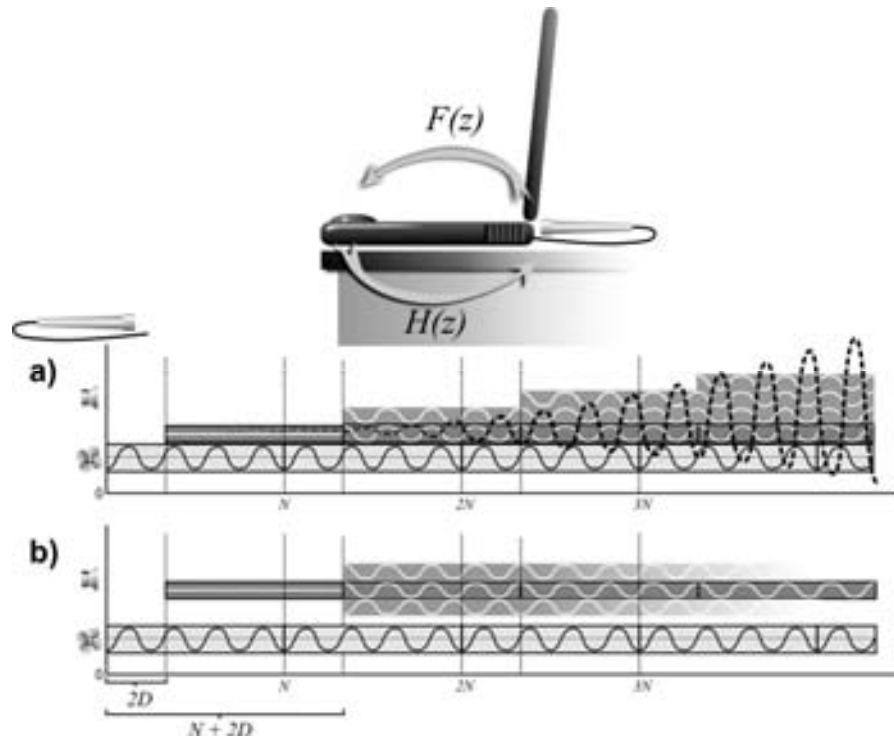


Figura 2-11: Cancelación de la retroalimentación de la señal de control en el micrófono de referencia, en dos casos: a) donde el retraso provoca retroalimentación creciente que desestabiliza el sistema, y b) donde el desfase se compensa retrasando el filtro $F(z)$ una cantidad de $N + 2D \bmod T$ muestras, lo cual asegura una cancelación estable de la retroalimentación.

En resumen, las modificaciones que se requieren hacer al algoritmo de filtrado de bloques LMS con cancelación de retroalimentación son las siguientes:

- El filtro de cálculo de la señal $G(z)$, que se realiza antes del cálculo del filtro de control, debe de ser retrasado $(N + 2D) \bmod T$ muestras, para estar sincronizado correctamente con la fase del ruido periódico.
- El filtro de retroalimentación $F(z)$ también debe de ser retrasado $(N + 2D) \bmod T$ muestras, para estar sincronizado correctamente con la fase de la señal de entrada.

Dos implicaciones finales consisten en que el periodo del ruido tonal T debe conocerse o estimarse durante el proceso, y que los retrasos N y D deben ser previamente identificados con mediciones en el equipo de audio.

Cabe señalar que, en el caso particular de la implementación llevada a cabo en el presente trabajo, la identificación de dispositivos se realizó con la misma computadora portátil con la que se llevaron a cabo las pruebas experimentales de este esquema de control. Por lo tanto, las funciones de transferencia $F(z)$ y $G(z)$ se obtuvieron ya con el retraso de operación interno incluido ($2D$), por lo que sólo fue necesario sincronizar con un retraso $\Delta' = N \bmod T$.

Es importante notar que este tipo de control activo de ruido, que compensa automáticamente los retrasos de procesamiento para reducir ruido tonal en una computadora portátil, es una propuesta original de este proyecto y no tiene antecedentes en la literatura consultada al respecto.

Más adelante, en el capítulo 5, en la sección 5.1 “Control activo de ruido basado en equipo estándar de audio”, se detallan los resultados logrados en las pruebas realizadas con este esquema de control de ruido, así como las limitaciones de operación que fueron encontradas

2.3 Control activo de ruido con retraso mínimo

2.3.1 Ventajas y desventajas del procesamiento sin retraso

En el esquema propuesto anteriormente, basado en el equipo de audio estándar de una computadora común, salta a la vista una limitación clara: el sistema sólo puede ser efectivo para eliminar precisamente la perturbación periódica principal y sus armónicos. A partir del periodo T de tal perturbación, se calculan los retrasos necesarios para obtener la señal de control. Sin embargo, como puede observarse en el espectro del ruido típico de un ventilador que se mostró en la introducción de este texto (Figura 1-3), las componentes tonales pueden ser muy diversas y no necesariamente están relacionadas armónicamente con la BPF.

Otra limitación tiene que ver con la regularidad de la perturbación tonal. Si el tono no es del todo periódico, y presenta variaciones en la frecuencia a través del tiempo, el esquema de control anterior puede no ser capaz de adaptarse con la velocidad suficiente para crear una señal de control efectiva. Esta restricción se analizará con mucha más profundidad después de discutir los resultados experimentales de este esquema, en el capítulo 5 “Pruebas experimentales”.

Estas limitaciones se pueden superar si el esquema es adaptado a una plataforma que pueda ejecutarla lo más cercano posible a “tiempo real” (sin retrasos). En tal caso, el esquema mostrado en la Figura 2-2 puede implementarse con un algoritmo de control LMS, sin necesidad de hacerle las modificaciones mostradas en la sección 2.2.2 “Implementación del algoritmo LMS en el esquema propuesto”.

Sin embargo, la desventaja principal de un sistema de retraso mínimo es que requiere de un equipo de cómputo mucho más especializado en el procesamiento digital de señales. Tal equipo puede ser muchas veces más costoso que una computadora personal común.

Otra desventaja radica en que es mucho más complicado programar e instrumentar sistemas de retraso mínimo, que programar una computadora personal, la cual tiene recursos físicos y de programación más accesibles, más versátiles y más adaptables.

2.3.2 Simulación de procesamiento sin retraso

Antes de llevar a cabo pruebas con la implementación experimental sin retraso, se realizaron simulaciones con el esquema de control activo de un solo canal. Tales simulaciones consistieron en una rutina iterativa en la que se generó una muestra de ruido, y tal muestra fue filtrada en distintas etapas, de manera que se simulara la emisión de ruido hacia el usuario, así como el funcionamiento del algoritmo LMS sobre la señal y la posterior cancelación del tono en el sensor de error. El ruido original utilizado en estas pruebas es la suma de uno o varios tonos sinusoidales y ruido blanco, para aproximarlos al ruido común de un ventilador.

Puesto que se estaba simulando un sistema de control sin retrasos, se utilizó el esquema de control propuesto la Figura 2-2 sin modificaciones ni compensaciones de fase. La forma en que se programó este esquema puede verse con detalle en el diagrama de bloques de la Figura 2-12. La cancelación de ruido se registra en la señal de error.

Puesto que el funcionamiento de esta simulación consiste en un avance iterativo de muestras a través del tiempo, se dice que esta simulación está hecha en el **dominio del tiempo**. Esta característica es relevante, pues la distingue de otras simulaciones posteriores llevadas a cabo en condiciones estacionarias en el tiempo, en el **dominio de la frecuencia**. Más adelante, en el capítulo 4, en la sección 4.1 “Simulaciones de control de un solo canal”, se detallan los resultados de estas pruebas de simulación de control activo sin retraso en dominio del tiempo.

2.3.3 Implementación en una plataforma DSP (Digital Signal Processor).

Este esquema de control requiere de un equipo que sea capaz de procesar las señales de entrada con mucha velocidad, y sin operar en bloques de datos, sino en muestras directamente. Equipos especializados en ese tipo de procesamiento son aquellos basados en los procesadores DSP. Un Procesador Digital de Señales (DSP, por sus siglas en inglés), es un tipo especial de microprocesador diseñado específicamente para aplicaciones que requieren operaciones numéricas a muy alta velocidad. Estos procesadores son muy útiles en aplicaciones de mínimo retraso, es decir, en aplicaciones donde la salida de la señal procesada debe ser prácticamente inmediata a la entrada [Anderson, 1994].

Es importante apuntar que no es posible una implementación literal “sin retrasos”. Sin embargo, si el procesamiento tarda un periodo del orden de unas cuantas muestras, con una frecuencia de muestreo del orden de 22050 Hz, tal periodo es despreciable desde el punto de vista de los retrasos acústicos. Por ello, este tipo de procesador resulta idóneo para la implementación del esquema de control con retraso mínimo.

Puesto que es necesario un equipo controlador capaz de procesar señales acústicas muy rápidamente (lo más cerca posible a procesamiento sin retraso), se escogió una plataforma DSP especialmente diseñada para aplicaciones de audio, llamada PADK (Professional Audio Development Kit), basada en el chip DSP TMS320C6727 de Texas Instruments. En tal plataforma, es posible un procesamiento de muestra de entrada por muestra de salida, en vez del procesamiento por bloques que es inherente de los equipos de audio convencionales. En el capítulo 5, en la sección 5.2 “Control activo de ruido de retraso mínimo de un canal”, se muestran los resultados exitosos de las pruebas realizadas con este esquema de control de ruido, así como sus principales limitaciones.

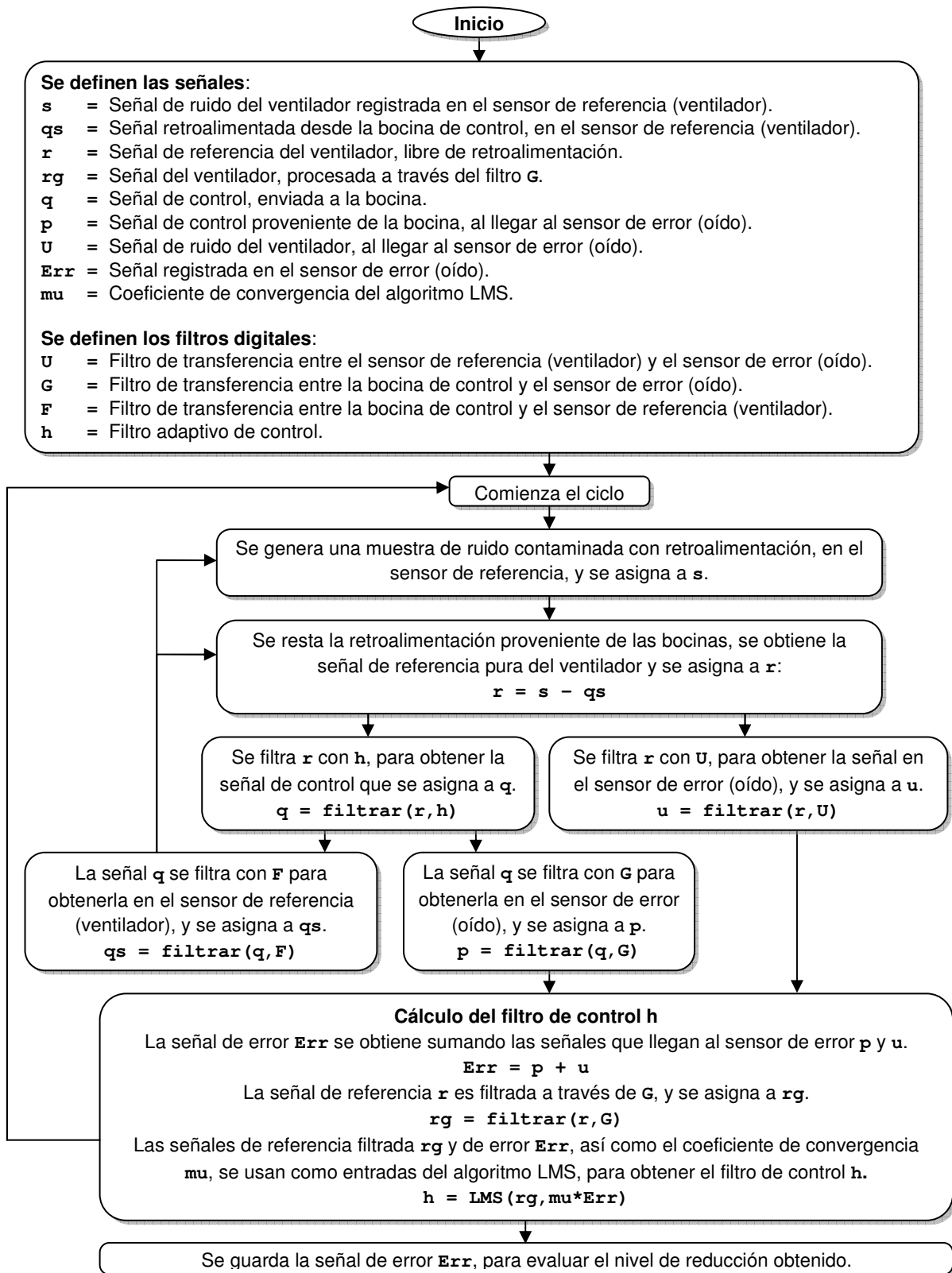


Figura 2-12: Diagrama de bloques del programa creado para simular el funcionamiento del sistema de control de un solo canal en dominio del tiempo. La señal de error "Err" es almacenada durante todo el funcionamiento del sistema, pues es ahí en donde se registra el nivel de reducción de ruido.

3 Control activo de ruido de múltiples canales

3.1 Limitaciones del control activo de ruido de un solo canal

Existe una limitante teórica muy importante del esquema de control de ruido de un solo canal: a excepción de casos muy específicos, sólo se obtendrá eliminación efectiva en el área cercana a la posición del micrófono de error [De Diego, 2001; Nelson, 1993]. En otras zonas no necesariamente se logrará reducción efectiva, o incluso podrá haber un aumento en el nivel de ruido, provocado por interferencia constructiva de las fuentes de ruido y de control. Una ilustración de este fenómeno simulado puede verse en los mapas de presión sonora de la Figura 3-1.

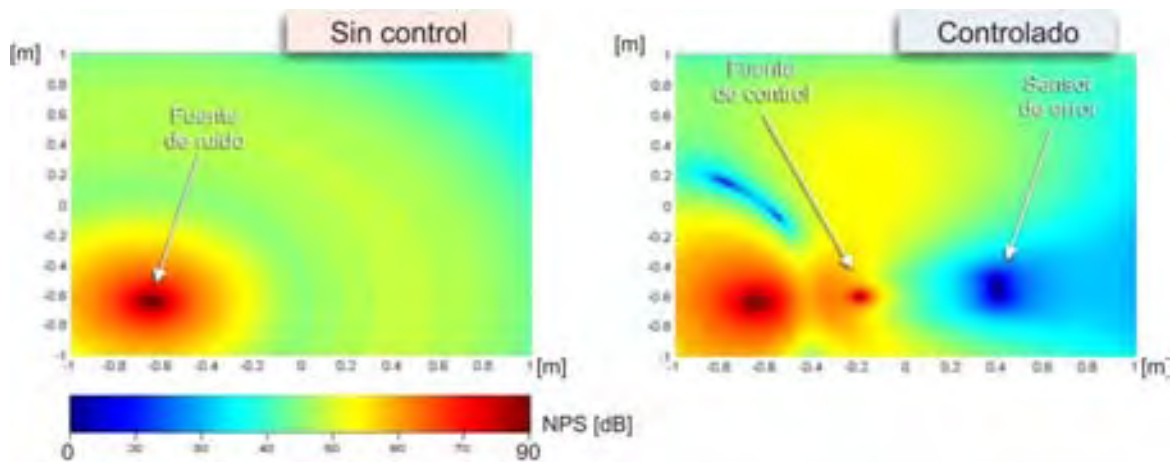


Figura 3-1: Mapas de nivel de presión sonora, obtenidos a partir de una simulación de control activo de ruido de un canal. En la izquierda se observa una fuente de ruido de 1000 Hz, sin ser objeto de control. En la derecha se observa el origen de ruido del mismo tipo, pero en un esquema de control de un canal: un monopolo de control genera un mínimo de radiación en el punto del sensor de error. Nótese como el ruido disminuye en tal punto, pero se mantiene (o incluso aumenta) en otras zonas.

Es necesario un sistema de control de múltiples canales para obtener reducción de ruido en todas las direcciones del espacio; es decir, para obtener reducción global de ruido [De Diego, 2001; Nelson, 1993]. El modelo del sistema de múltiples canales consiste en uno o varios emisores de ruido (fuentes primarias), un grupo de emisores de control (fuentes secundarias) y un grupo de sensores de error. En la Figura 3-2 puede verse una representación de un sistema de control de ruido de múltiples canales aplicado a un pequeño ventilador radial.

La efectividad de un sistema de múltiples canales depende muy fuertemente de la correcta localización de sus elementos. Por lo tanto, el diseño de estos sistemas requiere de un cuidadoso análisis previo. En el presente proyecto, se realizaron varias simulaciones con objeto de analizar la factibilidad y la efectividad de un sistema de múltiples canales, antes de construirlo

experimentalmente. Para cada una de estas pruebas, se utilizaron distintos criterios o estrategias de minimización. Estos criterios se agrupan en las siguientes categorías:

En dominio de la frecuencia (para una frecuencia fija):

- De minimización global del nivel de presión sonora.
- De minimización puntual de potencia acústica.
- De minimización puntual de la intensidad acústica.

En dominio del tiempo:

- De reducción puntual del nivel de presión sonora.

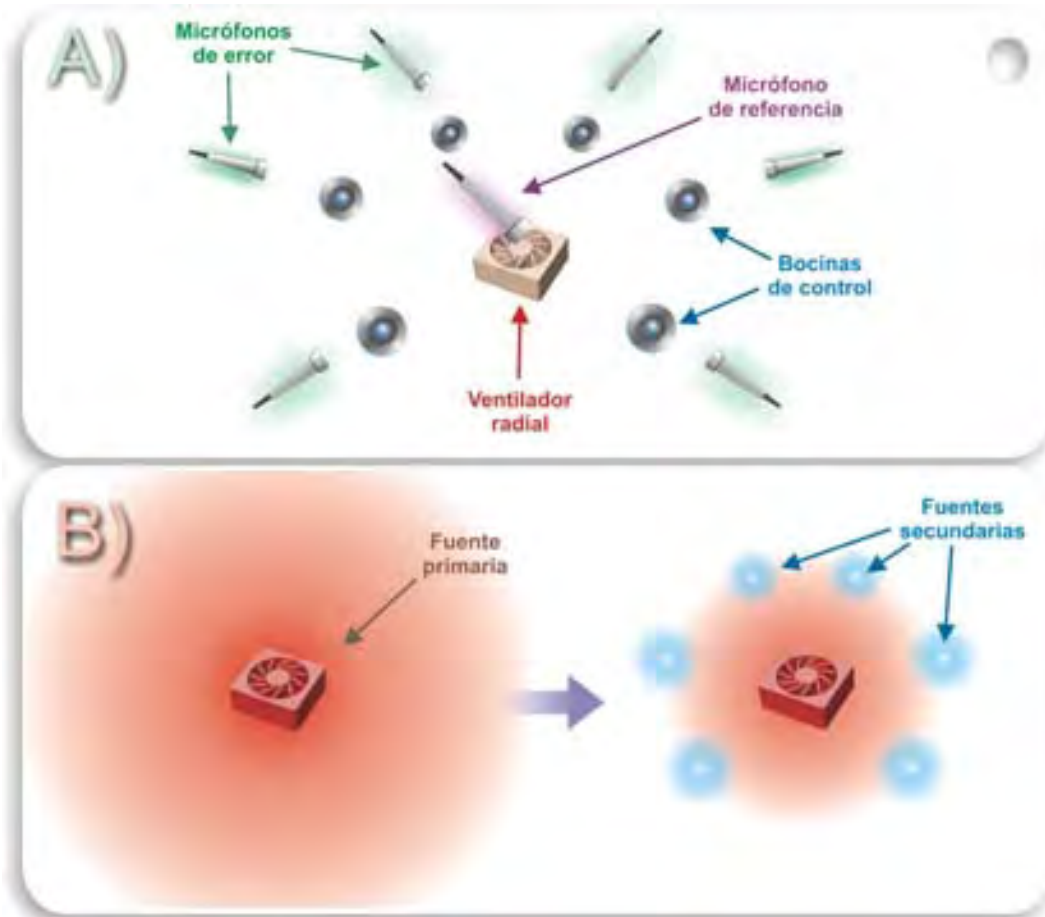


Figura 3-2: Representación de un sistema de control activo de ruido de múltiples canales, con un solo canal de referencia. Arriba (a) se muestran los elementos del sistema (múltiples bocinas de control, micrófonos de error y un micrófono de referencia); y abajo (b) se muestra la correspondencia del ventilador radial como fuente primaria de ruido y de las bocinas de control como fuentes secundarias. El brillo rojo representa el ruido original del ventilador. El brillo azul representa el sonido de control de las fuentes secundarias.

3.2 Minimización en dominio de la frecuencia

3.2.1 Minimización puntual del nivel de presión sonora

Supóngase que se tiene una fuente monopolar (puntual) en el aire, que radia con una frecuencia fija en todas direcciones. Se sabe que la expresión de la presión acústica en dominio de la frecuencia ω para esta fuente está dada por [Fahy, 1989]:

$$p(r, \omega) = q \frac{j\omega\rho_0}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (3-1)$$

Donde r es la distancia radial al punto donde se localiza el monopolo, k es el número de onda, ρ_0 es la densidad del medio (en este caso, el aire) y q es la amplitud compleja de la onda, que es la amplitud de la onda acústica, y su fase inicial. En este caso, se define una cantidad, llamada **impedancia acústica**, o **impedancia de transferencia acústica** Z , que está definida de la siguiente forma.

$$p(r, \omega) = Zq \quad \rightarrow \quad Z = \frac{j\omega\rho_0}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (3-2)$$

Ahora supóngase un conjunto de N fuentes acústicas monopolares, y un conjunto de L puntos de error, en los cuales se medirá la presión acústica p generada por las fuentes (véase la Figura 3-3). Se puede definir un vector de presiones acústicas complejas \mathbf{p} en L puntos y un vector de amplitudes complejas \mathbf{q} en N puntos, en el campo libre, de la siguiente manera [Nelson, 1993].

$$\mathbf{p} = [p(r_{p1}), p(r_{p2}), p(r_{p3}) \dots p(r_{pL})]^T \quad (3-3)$$

$$\mathbf{q} = [q(r_{q1}), q(r_{q2}), q(r_{q3}) \dots q(r_{qN})]^T \quad (3-4)$$

Donde r corresponde a la posición espacial de los puntos en el campo libre y el superíndice (T) significa la transpuesta del vector (lo cual significa que ambos vectores están formados como columnas y no como filas, por conveniencia para las operaciones matriciales que se muestran a continuación).

Ambas cantidades se encuentran relacionadas por una matriz de impedancia de transferencia acústica, que, de acuerdo con (3-2), queda:

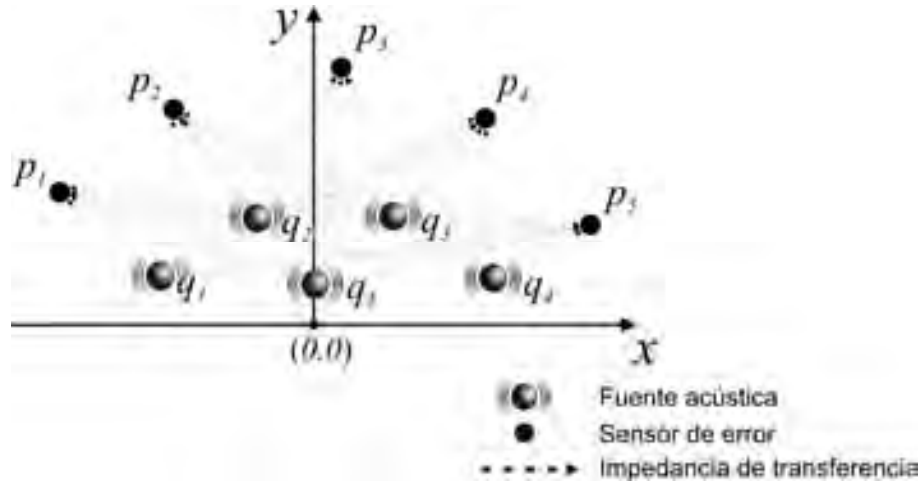


Figura 3-3: Conjunto de fuentes acústicas y puntos de error donde se colocarán los sensores, así como las impedancias acústicas de transferencia entre ellos.

$$\mathbf{p} = \mathbf{Z}\mathbf{q} \quad (3-5)$$

Donde la matriz \mathbf{Z} está definida de la siguiente forma:

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} Z(a_1|b_1) & Z(a_1|b_2) & \cdots & Z(a_1|b_M) \\ Z(a_2|b_1) & Z(a_2|b_2) & \cdots & Z(a_2|b_M) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z(a_L|b_1) & Z(a_L|b_2) & \cdots & Z(a_L|b_M) \end{pmatrix} \quad (3-6)$$

Y $Z(a|b)$ corresponde a la impedancia de transferencia acústica entre el punto b (fuente) y el punto a (sensor). Ahora, de acuerdo a la expresión (3-5), las presiones complejas generadas solamente por las fuentes secundarias (s) estarán relacionadas de la siguiente forma:

$$\mathbf{p}_s = \mathbf{Z}\mathbf{q}_s \quad (3-7)$$

Las presiones generadas por las fuentes primarias (p) en las posiciones de error están dadas por el vector \mathbf{p}_p . Dado el principio de superposición, la presión total en las L posiciones será la suma de las contribuciones de las fuentes primarias y secundarias, de tal forma que:

$$\mathbf{p} = \mathbf{p}_p + \mathbf{p}_s = \mathbf{p}_p + \mathbf{Z}\mathbf{q}_s \quad (3-8)$$

Un objetivo puede ser tratar de minimizar la presión sonora producida por las fuentes primarias en ciertos puntos, por lo que se define una función de costo de la siguiente forma:

$$J_p = \sum_{l=1}^L |p(r_l)|^2 \quad (3-9)$$

Que es la suma de la contribución de presión de cada punto de error. Esta función puede escribirse en notación vectorial:

$$J_p = \mathbf{p}^H \mathbf{p} \quad (3-10)$$

Donde el superíndice ^H denota la transpuesta hermitiana del vector, es decir, la transpuesta del complejo conjugado del vector. Si se sustituyen las presiones de acuerdo a la expresión (3-8), se tiene:

$$J_p = (\mathbf{p}_p + \mathbf{Z}\mathbf{q}_s)^H (\mathbf{p}_p + \mathbf{Z}\mathbf{q}_s) \quad (3-11)$$

Al expandir esta expresión, se obtiene una ecuación cuadrática en términos de \mathbf{q}_s , que tiene la forma general:

$$J_p = \mathbf{q}_s^H \mathbf{A} \mathbf{q}_s + \mathbf{q}_s^H \mathbf{b} + \mathbf{b}^H \mathbf{q}_s + c \quad (3-12)$$

Donde:

$$\mathbf{A} = \mathbf{Z}^H \mathbf{Z}, \quad \mathbf{b} = \mathbf{Z}^H \mathbf{p}_p, \quad c = \mathbf{p}_p^H \mathbf{p}_p. \quad (3-13)$$

El valor de c resulta ser la suma de las presiones cuadradas debida a la fuente primaria únicamente. La propiedad importante de esta ecuación es que, dado que \mathbf{A} es siempre positivo e invertible [Nelson, 1993], se tiene un mínimo en la función de costo cuando:

$$\mathbf{q}_{s\min} = -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \quad (3-14)$$

Y la suma de presión mínima total en los puntos estará dada por:

$$J_{p\min} = c - \mathbf{b}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \quad (3-15)$$

Por lo tanto, esta propuesta consiste en introducir un grupo de fuentes secundarias cuyas amplitudes complejas estén ajustadas para minimizar la presión acústica en un número de posiciones puntuales en campo lejano [Nelson, 1993]. Este esquema es completamente instrumentable. Es decir, es

posible implementarlo experimentalmente, pues los puntos de cancelación máxima de presión sonora corresponden a los puntos donde se colocarían los micrófonos de error.

Mientras los cálculos anteriores producen la reducción máxima de la presión acústica en los puntos escogidos arbitrariamente, esta reducción no necesariamente es la mejor que podría obtenerse de manera global (en todas direcciones). En este caso, la potencia acústica total radiada puede ser un indicador más ilustrativo de los niveles de reducción obtenidos a través de una configuración de control [Nelson, 1993].

3.2.2 Esquema simplificado de minimización del nivel de presión sonora

El esquema normal de minimización de nivel de presión sonora tiene puede poner ciertas limitaciones al momento de ser implementada experimentalmente. Esto se debe a que, a mayor número de bocinas de control y de sensores de error, las operaciones matemáticas que el sistema controlador tendrá que realizar crecen geoméricamente. Para mayor información al respecto, véase la sección 3.3.2 “Minimización puntual simplificada de nivel de presión sonora”.

Una alternativa es utilizar un esquema simplificado, en el cual las señales de error, que corresponden a los puntos en donde se minimiza el nivel de presión sonora, se suman entre ellos y se convierten en una sola señal, en una etapa anterior al funcionamiento del algoritmo de control. Esto significa que las presiones de cada punto de minimización se suman antes de calcular las amplitudes de las fuentes secundarias.

Todo esto equivale a que, las presiones generadas por las fuentes primarias (p_p) en las posiciones de error sean sumadas de la siguiente forma:

$$p_p = [p(r_{p1}) + p(r_{p2}) + p(r_{p3}) + \dots + p(r_{pL})] \quad (3-16)$$

Con lo cual, ahora p_p es un valor escalar. También es preciso que, en la matriz de impedancia de transferencia acústica de la expresión (3-6), se haga el siguiente cambio:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z(a_1|b_1) + Z(a_1|b_2) + \dots + Z(a_1|b_M) \\ Z(a_2|b_1) + Z(a_2|b_2) + \dots + Z(a_2|b_M) \\ \vdots \\ Z(a_L|b_1) + Z(a_L|b_2) + \dots + Z(a_L|b_M) \end{bmatrix}^T \quad (3-17)$$

De tal forma que la presión total calculada en la expresión (3-8) es un valor escalar también. Por lo tanto, los términos de la función de costo de la expresión (3-12) quedan de la siguiente forma:

$$\mathbf{A} = \mathbf{Z}^T \mathbf{Z}, \quad \mathbf{b} = \mathbf{Z}^T \mathbf{p}_p, \quad c = (p_p)^2 \quad (3-18)$$

Donde \mathbf{A} es siempre positivo e invertible, dado que los valores de \mathbf{Z} son siempre positivos para distancias positivas. Por lo tanto, se puede afirmar que existe un mínimo en la función de costo, y tal se obtiene también a partir de las expresiones (3-14) y (3-15).

3.2.3 Minimización global de la potencia acústica

Si se opta por minimizar la potencia total acústica radiada, es posible tener un indicador más confiable de la reducción en todas direcciones del ruido producido por la fuente primaria. La formulación es la siguiente [Nelson, 1993].

Si se especifica un vector complejo \mathbf{q} de amplitudes de fuente, y un vector de presiones acústicas complejas \mathbf{p} producidos en las posiciones de las fuentes secundarias (de manera que \mathbf{p} y \mathbf{q} tienen el mismo orden), entonces la potencia total irradiada puede escribirse de la siguiente manera:

$$W = (1/2) \operatorname{Re}\{\mathbf{p}^H \mathbf{q}\} \quad (3-19)$$

El vector de presiones producidas en las posiciones de las fuentes está relacionado con las amplitudes complejas con la expresión (3-5). Sustituyendo en (3-20), y tomando en cuenta que la matriz \mathbf{Z} debe ser simétrica, se tiene:

$$W = (1/2) \operatorname{Re}\{\mathbf{q}^H \mathbf{Z}^H \mathbf{q}\} = (1/2) \mathbf{q}^H \operatorname{Re}\{\mathbf{Z}\} \mathbf{q} \quad (3-20)$$

Originalmente, para las fuentes primarias y para las secundarias, se tiene (respectivamente):

$$W_p = (1/2) \operatorname{Re}\left\{\left[\mathbf{p}_p(r_p) + \mathbf{p}_s(r_p)\right]^H \mathbf{q}_p\right\} \quad (3-21)$$

$$W_s = (1/2) \operatorname{Re}\left\{\left[\mathbf{p}_p(r_s) + \mathbf{p}_s(r_s)\right]^H \mathbf{q}_s\right\} \quad (3-22)$$

Por lo tanto, la potencia total irradiada será la suma de ambas potencias. Definiendo las ecuaciones (3-21) y (3-22) en términos de \mathbf{q} , y sumando para obtener la potencia total, se tiene:

$$W = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\left\{\mathbf{q}_p^H \mathbf{Z}^H(r_p|r_p) \mathbf{q}_p + \mathbf{q}_s^H \mathbf{Z}^H(r_p|r_s) \mathbf{q}_p + \mathbf{q}_p^H \mathbf{Z}^H(r_s|r_p) \mathbf{q}_s + \mathbf{q}_s^H \mathbf{Z}^H(r_s|r_s) \mathbf{q}_s\right\} \quad (3-23)$$

Dado que el principio de reciprocidad asegura que $\mathbf{Z}(r_s|r_p) = \mathbf{Z}^T(r_p|r_s)$ [Nelson, 1993], la potencia puede expresarse así también:

$$W = \frac{1}{2} \left\{ \mathbf{q}_p^H \text{Re} \left\{ \mathbf{Z}^H(r_p|r_p) \right\} \mathbf{q}_p + \mathbf{q}_s^H \text{Re} \left\{ \mathbf{Z}^H(r_p|r_s) \right\} \mathbf{q}_p + \mathbf{q}_p^H \text{Re} \left\{ \mathbf{Z}^H(r_s|r_p) \right\} \mathbf{q}_s + \mathbf{q}_s^H \text{Re} \left\{ \mathbf{Z}^H(r_s|r_s) \right\} \mathbf{q}_s \right\} \quad (3-24)$$

Que puede escribirse de la forma de una ecuación cuadrática matricial:

$$W = \mathbf{q}_s^H \mathbf{A} \mathbf{q}_s + \mathbf{q}_s^H \mathbf{b} + \mathbf{b}^H \mathbf{q}_s + c \quad (3-25)$$

Donde:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= (1/2) \text{Re} \left\{ \mathbf{Z} \left(r_s | r_s \right) \right\} \\ \mathbf{b} &= (1/2) \text{Re} \left\{ \mathbf{Z} \left(r_p | r_s \right) \right\} \mathbf{q}_p \\ c &= (1/2) \mathbf{q}_p^H \text{Re} \left\{ \mathbf{Z} \left(r_p | r_p \right) \right\} \mathbf{q}_p \end{aligned} \quad (3-26)$$

Que, análogamente a lo discutido en las ecuaciones (3-14) y (3-15), y dado que la matriz \mathbf{A} siempre es positiva [Nelson, 1993], permite afirmar que la potencia tiene un mínimo definido cuando se cumple que:

$$\mathbf{q}_{s \min W} = -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \quad (3-27)$$

Y la potencia mínima estará dada por:

$$W_{\min} = c - \mathbf{b}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \quad (3-28)$$

En esta otra propuesta, se minimiza la potencia acústica radiada, en lugar de la presión acústica en los puntos de control, para reducir la emisión global de ruido [Nelson, 1993].

A pesar de que este esquema de reducción garantiza la reducción global máxima de la potencia acústica radiada, no es posible instrumentarlo experimentalmente (a diferencia del esquema anterior, de minimización puntual de presión sonora), pues no contempla el uso de ningún tipo de sensor de error y se basa únicamente en la determinación y el conocimiento precisos de las fuentes primarias y secundarias. Por lo tanto, sólo se le utiliza como una referencia de la reducción global óptima, para comparar los demás esquemas que sí son instrumentables.

3.2.4 Minimización puntual de la intensidad acústica

Otro esquema considerado en estos cálculos fue el de minimizar la intensidad acústica en ciertos puntos de error, en vez del nivel de presión sonora. La intensidad acústica I está relacionada con la potencia acústica radiada W_S de acuerdo a la siguiente expresión [Fahy, 1989]:

$$W_S = \int_S I_n dS \quad (3-29)$$

Donde I_n es la intensidad acústica normal a una superficie S que rodea completamente la fuente de sonido. Ésta integral puede aproximarse a una sumatoria de varios puntos de medición de intensidad, colocados alrededor de la fuente [Fahy, 1989].

Dada esta relación, colocar sensores de intensidad acústica, como sensores de error puede ser una estrategia también efectiva para reducir la potencia acústica radiada en general. Además, de acuerdo a lo reportado por Hansen [Hansen, 2001], los sensores de intensidad acústica de error pueden colocarse más cercanamente de las fuentes primarias de ruido y de esa forma lograr una mejor cancelación global con un número reducido de canales.

Para el caso de la intensidad acústica, la formulación no estaba presente en la literatura. Por lo tanto, en el presente trabajo se dedujo análogamente a la de la minimización del nivel de presión sonora. Primero, téngase en cuenta una fuente acústica monopolar colocada en el origen de un plano cartesiano, como la que se observa en la Figura 3-4.

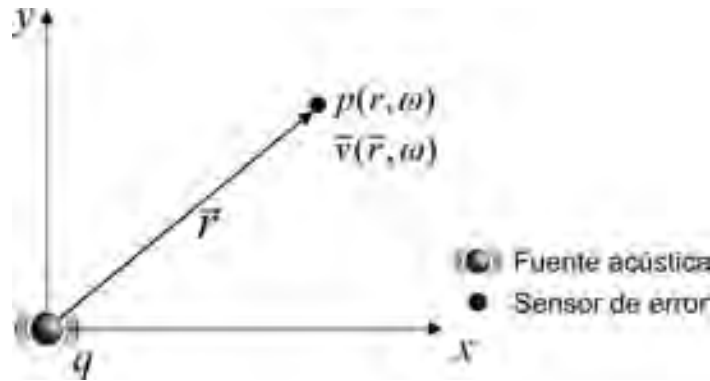


Figura 3-4: Fuente acústica monopolar (q) colocada en el origen, y punto del sensor de error, donde se observan la presión (p) y velocidad (v) acústicas.

La definición de intensidad acústica está dada por [Cocker, 1997]:

$$I_{ac} = \frac{1}{2} \text{Re} \{ p \cdot v_r^* \} \quad (3-30)$$

Donde p es la presión acústica y v_r es la velocidad acústica en dirección radial. La velocidad radial acústica en dominio de la frecuencia para la fuente armónica monopolar, está dada por [Fahy, 1989]:

$$v_r(r, \omega) = q \frac{j}{4\pi r} \left(k - \frac{j}{r} \right) e^{-jkr} \quad (3-31)$$

Y, en este caso, análogamente a lo hecho para la expresión (3-2), se tiene:

$$v_r(r, \omega) = Mq \quad \rightarrow \quad M = \frac{j}{4\pi r} \left(k - \frac{j}{r} \right) e^{-jkr} \quad (3-32)$$

Donde la cantidad M es un análogo de la impedancia Z , pero relativo a la velocidad radial acústica en vez de la presión acústica. Sin embargo, estas las expresiones (3-31) y (3-32) sólo son válidas para una fuente colocada convenientemente en el origen. Una formulación más general es la representada en la Figura 3-5, con la fuente colocada en una posición arbitraria del plano.

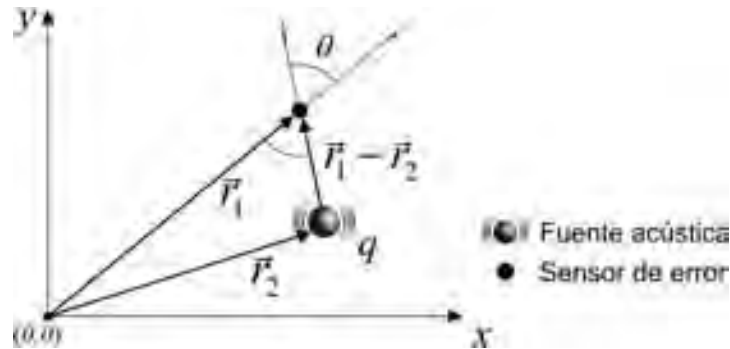


Figura 3-5: Fuente acústica monopolar (q) colocada fuera del origen y punto del sensor de error.

Para tal caso, en el punto de error, sólo se debe tomar en cuenta solamente la proyección en la dirección radial de la velocidad acústica emitida por la fuente armónica, de tal forma que:

$$v_r = q \frac{j \cos \theta}{4\pi r} \left(k - \frac{j}{r} \right) e^{-jkr} \quad (3-33)$$

Y, por lo tanto, análogamente a la expresión (3-32):

$$M = \frac{j \cos \theta}{4\pi r} \left(k - \frac{j}{r} \right) e^{-jkr} \quad (3-34)$$

Para el caso de muchas fuentes acústicas simultáneas, como lo que se observa en la Figura 3-3, es conveniente utilizar de nuevo la notación matricial, de tal forma que la velocidad queda expresada de la siguiente forma:

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{M}\mathbf{q} \quad (3-35)$$

Y la fórmula de la intensidad acústica (3-30) queda de la siguiente manera:

$$\mathbf{I}_{tot} = \frac{1}{2} \text{Re}\{\mathbf{p}^T \mathbf{v}_r^*\} \quad (3-36)$$

Separando las contribuciones de las fuentes primarias ($_p$) y las fuentes secundarias ($_s$) en las ecuaciones (3-5) y (3-35), se tiene:

$$\mathbf{p} = \mathbf{Z}_p \mathbf{q}_p + \mathbf{Z}_s \mathbf{q}_s \quad (3-37)$$

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{M}_p \mathbf{q}_p + \mathbf{M}_s \mathbf{q}_s \quad (3-38)$$

Luego, sustituyendo (3-37) y (3-38) en (3-36), queda:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{tot} &= \frac{1}{2} \text{Re}\{\mathbf{p}^T \mathbf{v}_r^*\} = \frac{1}{4} (\mathbf{p}^H \mathbf{v}_r + \mathbf{v}_r^H \mathbf{p}) \\ \mathbf{I}_{tot} &= \frac{1}{4} [(\mathbf{q}_p^H \mathbf{Z}_p^H + \mathbf{q}_s^H \mathbf{Z}_s^H)(\mathbf{M}_p \mathbf{q}_p + \mathbf{M}_s \mathbf{q}_s) + (\mathbf{q}_p^H \mathbf{M}_p^H + \mathbf{q}_s^H \mathbf{M}_s^H)(\mathbf{Z}_p \mathbf{q}_p + \mathbf{Z}_s \mathbf{q}_s)] \end{aligned} \quad (3-39)$$

Desarrollando las operaciones y agrupando, se obtiene:

$$\mathbf{I}_{tot} = \frac{1}{4} [\mathbf{q}_s^H \mathbf{A} \mathbf{q}_s + \mathbf{q}_s^H \mathbf{b} + \mathbf{b}^H \mathbf{q}_s + c] \quad (3-40)$$

Donde:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{Z}_s^H \mathbf{M}_s + \mathbf{M}_s^H \mathbf{Z}_s & \mathbf{b} &= (\mathbf{Z}_s^H \mathbf{M}_p + \mathbf{M}_s^H \mathbf{Z}_p) \mathbf{q}_p \\ c &= \mathbf{q}_p^H (\mathbf{Z}_p^H \mathbf{M}_p + \mathbf{M}_p^H \mathbf{Z}_p) \mathbf{q}_p \end{aligned} \quad (3-41)$$

Esta es una ecuación cuadrática matricial con la misma estructura que la expresión (3-12), y de manera análoga a lo concluido en la minimización de la presión acústica, se tiene que la intensidad tiene un mínimo definido cuando se cumple que [Nelson, 1993]:

$$\mathbf{q}_s = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{b} \quad (3-42)$$

Es preciso determinar las condiciones en las cuales la matriz \mathbf{A} es positiva. Para ello, es conveniente tomar en cuenta el caso de un solo canal, con una fuente primaria, una fuente secundaria y un punto de cancelación. Para tal caso, \mathbf{A} , \mathbf{M} y \mathbf{Z} serán valores escalares, y de acuerdo a la expresión (3-41) \mathbf{A} estará definido de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{Z}_s^* \mathbf{M}_s + \mathbf{M}_s^* \mathbf{Z}_s = \mathbf{Z}_s^* \mathbf{M}_s + (\mathbf{Z}_s^* \mathbf{M}_s)^* \\ &= \left(\frac{j\omega\rho_0}{4\pi r} e^{-jkr} \right)^* \left(\frac{j \cos \theta}{4\pi r} \left(k - \frac{j}{r} \right) e^{-jkr} \right) + \left(\left(\frac{j\omega\rho_0}{4\pi r} e^{-jkr} \right)^* \left(\frac{j \cos \theta}{4\pi r} \left(k - \frac{j}{r} \right) e^{-jkr} \right) \right)^* \end{aligned}$$

Puesto que $\omega = kc$, después de simplificar, se tiene:

$$\mathbf{A} = \frac{\rho_0 c k^2}{8\pi^2 r^2} \cos \theta \quad (3-43)$$

Nótese que \mathbf{A} sólo es positiva cuando el valor del ángulo θ es menor a 90 grados. Esto significa que el criterio minimización expresado en la fórmula (3-42) sólo es válido si el ángulo que se forma entre los vectores que unen las fuentes de sonido con el punto de error, es menor a un ángulo recto. Para el caso límite del ángulo igual a 90 grados, se tiene una reducción nula de intensidad. Para mayor claridad, véase la Figura 3-6.

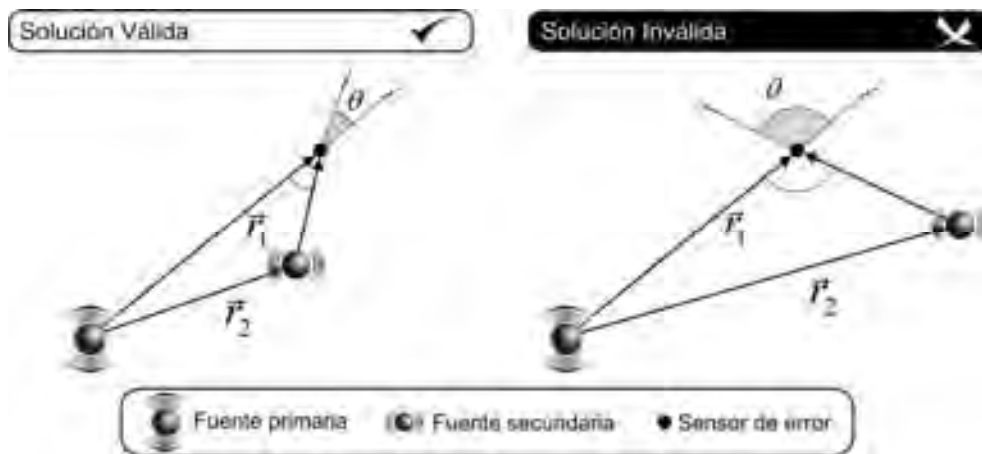


Figura 3-6: Influencia de la colocación de la fuente secundaria en la validez de la solución para la minimización de intensidad acústica (expresión (3-42)). El ángulo θ debe ser menor a 90 grados.

Éste es un aspecto que se tomó en cuenta al momento de diseñar configuraciones de control de ruido que tuvieran, como criterio de minimización, la reducción de intensidad acústica en los puntos de error.

Este esquema puede instrumentarse experimentalmente, si se utilizan sensores de intensidad acústica como sensores de error, en vez de micrófonos. Es importante notar que esta formulación para la minimización de la intensidad acústica es una aportación original del presente trabajo, pues no había sido reportada antes en ninguna de las fuentes consultadas al respecto.

3.2.5 Radiación característica de un ventilador radial

El patrón de radiación acústica de una fuente se refiere a las características geométricas y direccionales del sonido irradiado. Por ejemplo, una fuente monopolar tridimensional tiene un patrón de radiación acústica esférico, que dirige su sonido en todas direcciones [Kinsler, 1982].

Varios estudios experimentales [Gérard, 2005 (1); Gérard, 2005 (2); Lee, 2005; Wang, 2005] han coincidido en que las componentes tonales del ruido de ventiladores pequeños tienden a aproximarse a un patrón de radiación dipolar. La explicación física de tal fenómeno está en el hecho de que los ventiladores son, en esencia, bombas de aire. En un extremo absorben (lo cual produce enrarecimiento del aire) mientras que en el otro expelen (lo que genera compresión de aire), al mismo ritmo y simultáneamente. De esta forma se crean dos monopolos de presión acústica de fases opuestas, es decir, un dipolo.

Sin embargo, mediciones más específicas del ruido emitido por un ventilador ya instalado dentro de una computadora portátil fueron llevadas a cabo por la M. I. Flor López, en el Laboratorio de Acústica y Vibraciones del CCADET – UNAM y en el Laboratorio de Acústica de Intel Labs Guadalajara [López, 2008], en el marco de su trabajo de tesis de maestría. Un objetivo de su proyecto fue medir el patrón de radiación acústica de un ventilador instalado en una computadora portátil, y después reconstruir teóricamente ese mismo patrón, pero ahora utilizando varios arreglos de fuentes monopolares, colocadas en posiciones cercanas al ventilador. Las mediciones se llevaron a cabo en una computadora portátil Compaq Presario 2500. Los resultados que se muestran aquí son únicamente los obtenidos para la componente tonal de 990 Hz. Las mediciones obtenidas muestran que el patrón de radiación acústica se asemeja más a la forma de un cuadripolo. Gráficas de la reconstrucción de tal patrón de radiación tridimensional pueden observarse en la Figura 3-7.

El arreglo de fuentes utilizado para reconstruir el patrón de radiación, y su posición relativa en la computadora portátil, pueden observarse en la Figura 3-8. De la misma forma, los valores de amplitud y fase de cada una de las fuentes del arreglo, obtenidos a partir de tales mediciones, se pueden observar con detalle en la Tabla 3-1.

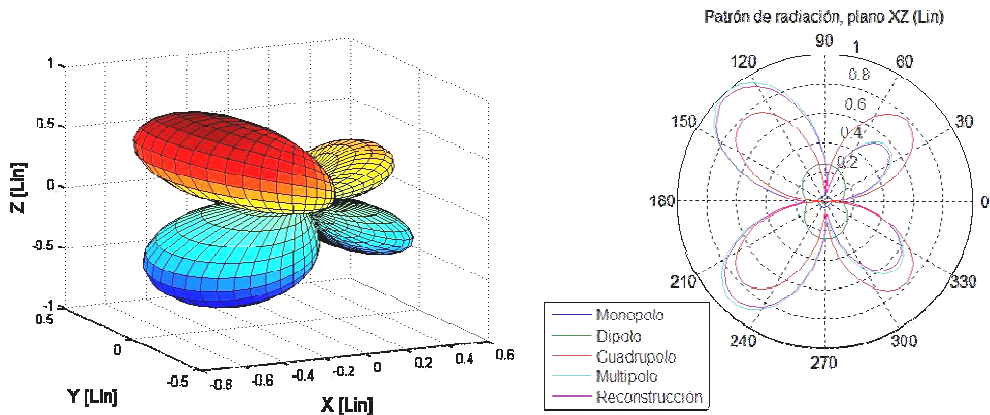


Figura 3-7: Patrón de radiación de una computadora portátil abierta, reconstruido a través del método de fuentes equivalentes para condiciones de campo libre. Fue medido por Flor López en el Laboratorio de Acústica y Vibraciones del CCADET – UNAM y en el Laboratorio de acústica de Intel Labs, Guadalajara. Nótese la semejanza con un patrón cuadrupolar.

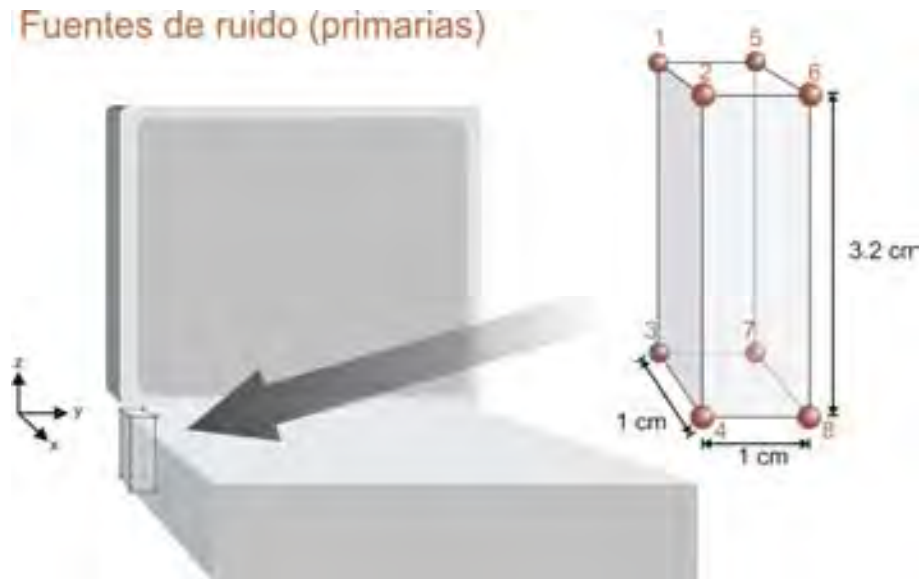


Figura 3-8: Colocación relativa del arreglo de ocho fuentes polares utilizadas para reconstruir el patrón de radiación de ruido del ventilador de la computadora portátil analizada. Estos resultados pueden ser utilizados para realizar simulaciones. Los datos describen las características de las fuentes primarias que pueden usarse en las pruebas de simulación donde serán utilizados distintos esquemas de minimización de ruido.

Es importante notar que el uso de este tipo de datos en simulaciones tridimensionales de control de ruido de ventiladores instalados en una computadora portátil, es una propuesta original de este trabajo de tesis y no tiene antecedentes en la literatura consultada al respecto. Los resultados de las pruebas realizadas con simulaciones numéricas de los distintos criterios de minimización, se pueden observar en el capítulo 4 “Pruebas de simulación”.

Fuentes	Coordenadas (cm)			Amplitud relativa (dB)	Fase (grados)
	x	y	z		
1	0.0	0.0	3.2	0	128
2	1.0	0.0	3.2	2	-82
3	0.0	0.0	0.0	2	-66
4	1.0	0.0	0.0	4	92
5	0.0	1.0	3.2	6	97
6	1.0	1.0	3.2	5	-69
7	0.0	1.0	0.0	5	-78
8	1.0	1.0	0.0	3	120

Tabla 3-1: Valores de posición, amplitud relativa (a la primera fuente) y fase de cada una de las fuentes polares del arreglo utilizado para reconstruir el patrón de radiación acústica. Todas corresponden únicamente a la componente tonal de 990Hz. El origen corresponde a la posición del punto número 3.

3.3 Minimización en dominio del tiempo

3.3.1 Minimización puntual del nivel de presión sonora

Esta prueba es análoga a la diseñada en la sección 2.3.2 “Simulación de procesamiento sin retraso”, pero en este caso, se ha expandido para funcionar con varios canales de entrada y salida. Se basa en el sistema de control de ruido pre-alimentado discutido en la sección 2.1 e ilustrado en el diagrama de la Figura 2-2, sólo que el esquema de control de un solo canal fue adaptado a un esquema de control de varios canales, en el que las entradas y salidas, que antes consistían en canales singulares de datos en dominio del tiempo, fueron convertidas en vectores. Cada elemento del vector corresponde a un canal del sistema [Nelson, 1993; De Diego, 2001]. Un diagrama de bloques de tal esquema de múltiples canales puede observarse en la Figura 3-9.

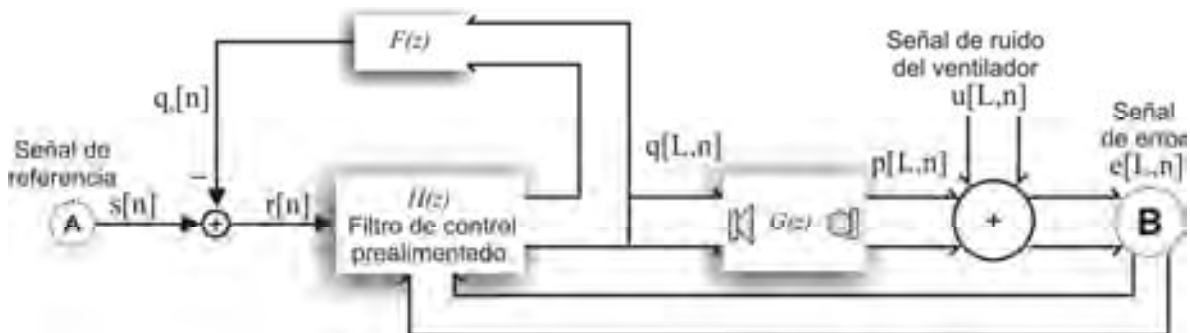


Figura 3-9: Esquema de control pre-alimentado, adaptado para “L” canales, que corresponden a “L” fuentes de control y también “L” sensores de error. Se supone en este esquema que el número de fuentes de control y de sensores de error es el mismo, aunque esto no es estrictamente necesario. La nomenclatura de las señales es exactamente la misma de la de la Figura 2-2, con la diferencia de que las señales q, p, u y e contienen L canales cada una.

El diagrama de flujo de la programación de esta prueba puede verse en la Figura 3-11. Dadas las similitudes de origen, tal diagrama de flujo del funcionamiento de la simulación es muy parecido a aquél presentado en la Figura 2-12 para el sistema de un solo canal. Una diferencia está en el uso de matrices para poder filtrar señales de múltiples canales, y un ejemplo del filtrado matricial se puede observar en la Figura 3-10. Como se observa ahí, las entradas y salidas son vectores, cuya cantidad de elementos corresponde al número de canales. El filtrado se realiza mediante una matriz de filtros, y las salidas se obtienen filtrando con un orden análogo a la multiplicación matricial.

Si se tiene:
 a = Vector señal de entrada (2 canales)
 b = Vector señal de salida (3 canales)
 H = Matriz de filtros (3 x 2 elementos)

Luego entonces:

$$b = \text{filtrar}(a, H) = \begin{cases} \text{filtrar} \left[\begin{pmatrix} H_{1,1} & H_{1,2} \\ H_{2,1} & H_{2,2} \\ H_{3,1} & H_{3,2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \right] = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} \\ b_1 = \text{filtrar}(a_1, H_{1,1}) + \text{filtrar}(a_2, H_{1,2}) \\ b_2 = \text{filtrar}(a_1, H_{2,1}) + \text{filtrar}(a_2, H_{2,2}) \\ b_3 = \text{filtrar}(a_1, H_{3,1}) + \text{filtrar}(a_2, H_{3,2}) \end{cases}$$

Figura 3-10: Ejemplo de una operación de filtrado de varios canales a través de una matriz de filtros. Nótese que no es necesario un número igual de canales de entrada y salida.

Otra diferencia está en el modelado más realista de la señal de referencia. Mientras en la simulación de un solo canal se suponía que la fuente de ruido era igual a la señal de referencia, en las pruebas de múltiples canales se simulan las ocho fuentes de ruido primarias expuestas en la sección anterior. Para lograr esto, se genera una sola señal de ruido, que es una suma de un tono de 990 Hz, más ruido blanco. Tal señal es procesada por ocho filtros diferentes, para convertirla en las ocho fuentes equivalentes, con sus respectivas diferencias de amplitud y fase. Luego, otro filtro matricial se utiliza para calcular el sonido producido por estas fuentes en el sensor de referencia.

El esquema toma en cuenta, como señal de error, la entrada proveniente directamente de los micrófonos de error. Por ello, el criterio de minimización de este algoritmo es el de minimización puntual de la presión sonora en los puntos de los sensores de error.

En resumen, estas pruebas de simulación tienen las siguientes características en común con el funcionamiento real del sistema:

- Puesto que en este esquema es en dominio del tiempo, se utiliza como fuente de ruido una señal que contiene componentes tonales sinusoidales y ruido blanco de banda ancha, de la misma forma que en el esquema sin retraso de un solo canal. La amplitud pico a pico de las componentes tonales y del ruido blanco es la misma.

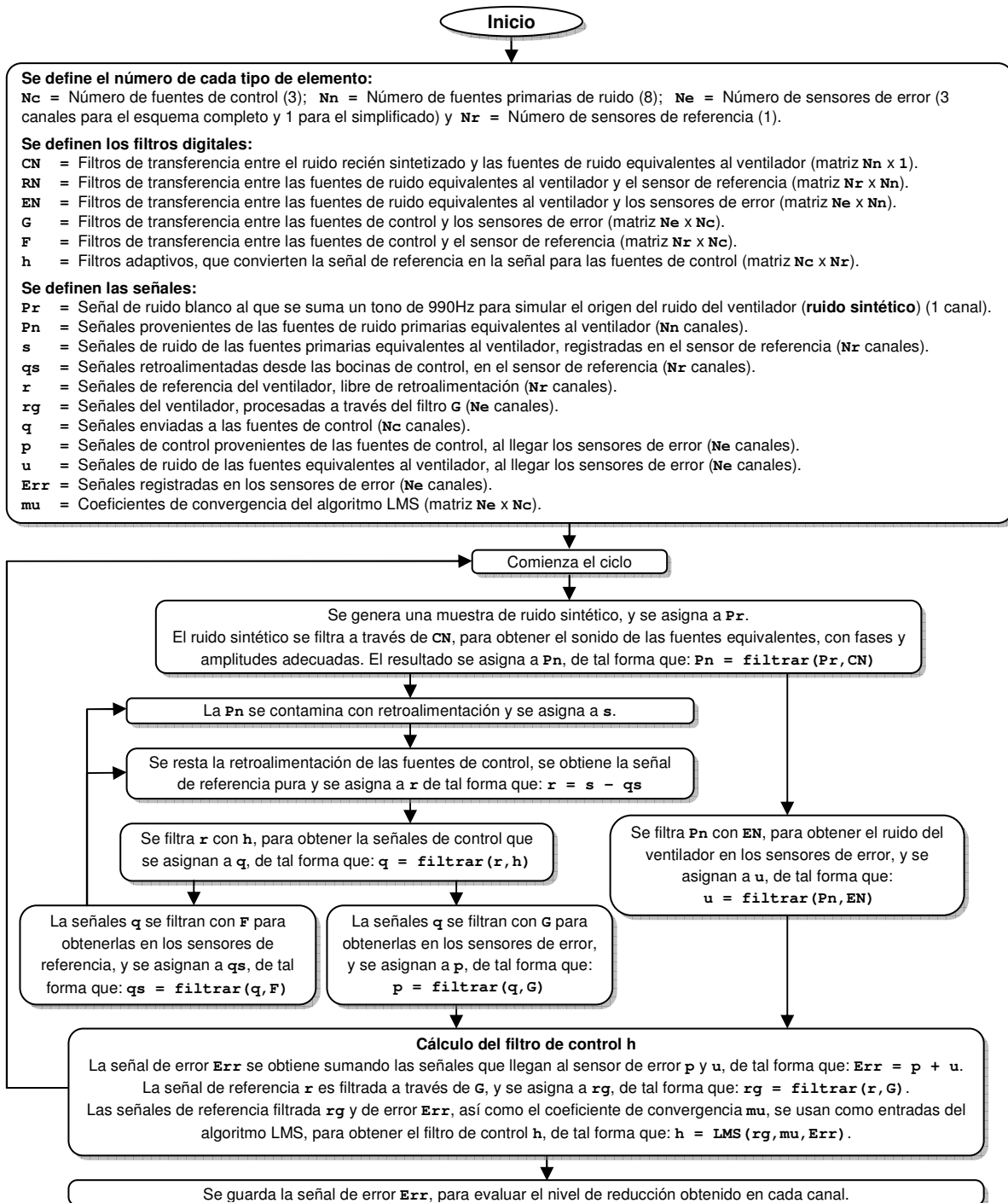


Figura 3-11: Diagrama de bloques del programa creado para simular el funcionamiento del sistema de control de varios canales en dominio del tiempo. Nótese que, a diferencia de la implementación de un solo canal (véase la Figura 2-12) se utilizan filtros matriciales para procesar las señales de múltiples canales. También se añade un paso extra en el que la señal de ruido original se emite por medio de las ocho fuentes primarias equivalentes mostradas en la sección anterior, antes de ser registrado en el sensor de referencia.

- En estas pruebas, el control es a través del mismo algoritmo LMS, por lo cual es posible observar otras características del funcionamiento del sistema, como los tiempos de convergencia, también de manera análoga al esquema sin retraso de un solo canal.
- Se simula también el sensor de referencia, en una posición que no es necesariamente la misma que la de la fuente primaria de ruido. También, en vez de una sola fuente primaria, se utiliza el arreglo de ocho fuentes equivalentes de ruido de ventilador, obtenido anteriormente.

Los detalles y resultados de estas pruebas de simulación pueden observarse en la sección 4.2.2 “Simulaciones de minimización de presión acústica en dominio del tiempo”.

3.3.2 Minimización puntual simplificada de nivel de presión sonora

Algo que resulta evidente al examinar con cuidado el algoritmo mostrado en la Figura 3-11, y compararlo con su contraparte de un solo canal (Figura 2-12), es que la cantidad de operaciones matemáticas necesarias para llevar a calcular las señales de control es superior en casi nueve veces. Esto significa que la cantidad de trabajo del sistema de control no crece linealmente con el aumento del número de canales. Igualmente, la memoria necesaria para guardar los filtros digitales es superior más de cuatro veces que la memoria del esquema de un solo canal. Una alternativa para reducir significativamente el número de operaciones y el uso de memoria, consiste en sumar la entrada de los tres sensores de error en uno sólo canal, de tal forma que:

$$\text{Err} = \text{Err}(1) + \text{Err}(2) + \text{Err}(3)$$

De esa forma, el número de sensores de error (N_e) en el esquema de control se consideraría como uno sólo, con lo cual, las operaciones y la memoria sólo son tres veces mayores al esquema de un solo canal.

Este esquema de reducción fue descrito en el dominio de la frecuencia en la sección 3.2.2 “Esquema simplificado de minimización del nivel de presión sonora”. Ahí se muestra teóricamente que existe una solución convergente para esta variante del sistema de control. Esto fue verificado en las pruebas experimentales.

La principal desventaja de utilizar este sistema está en que las mediciones separadas de error deben de tener fases coincidentes o, por lo menos, muy cercanas. De lo contrario, la suma de las contribuciones tonales en cada sensor de error puede producir interferencia destructiva, lo cual haría que el sistema no detectara correctamente la reducción del ruido tonal. Esta restricción tiene las siguientes consecuencias:

- La reducción será más efectiva para la componente monopolar de radiación del ruido, y no tanto para las demás.

- Los sensores de error deberán colocarse en posiciones lo más equidistantes posibles de la fuente de ruido.

Es de esperarse, por lo tanto, que las reducciones obtenidas con este esquema simplificado no sean de la misma magnitud que las posibles con el esquema original. Aún así, dado el importante ahorro de operaciones que presenta, esta opción fue la utilizada para la implementación experimental del sistema de control activo de múltiples canales. Para más información, véase la sección 5.3 “Control activo de ruido de múltiples canales, con el modo simplificado”.

4 Pruebas de simulación

4.1 Simulaciones de control de un solo canal

La primera etapa de simulaciones del proyecto se basó en un esquema de control de un solo canal, mostrado en la sección 2.3.2 “Simulación de procesamiento sin retraso”. Es decir, se programó una simulación de un sistema de control sin retrasos. La posición virtual de los elementos del sistema utilizados en la simulación puede verse con detalle en la Figura 4-1.

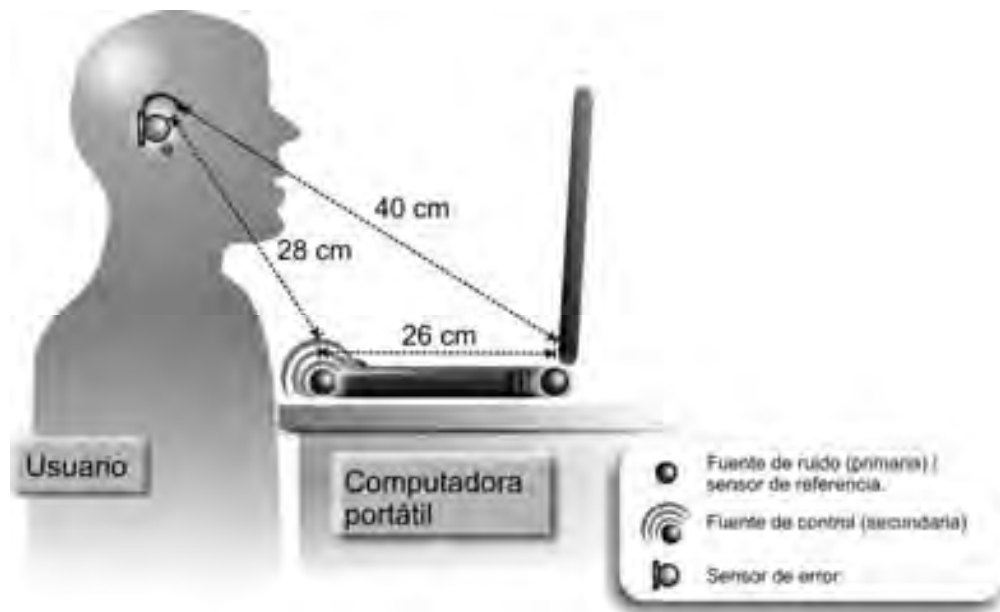


Figura 4-1: Posición de la fuente de control y el sensor de error, utilizados en las simulaciones de control de un solo canal. La posición de la fuente de control se hizo coincidir con una posición común de un altavoz de computadora portátil.

La simulación fue programada de acuerdo al diagrama de flujo mostrado en la Figura 2-12. Se utilizó la paquetería Matlab versión 6.5 como herramienta de programación. Como señal de ruido, se utilizó una suma de ruido blanco y dos tonos sinusoidales de 990 Hz y 1270 Hz, que corresponden a los tonos principales registrados en la computadora portátil utilizada posteriormente en las pruebas experimentales.

Un resultado de estas simulaciones se muestra en la Figura 4-2 y en la Figura 4-3, en las que se observan gráficas de la señal registrada en la posición del sensor de error, en dominio del tiempo y en dominio de la frecuencia, respectivamente. El inciso (b) de la Figura 4-3 es una gráfica de nivel de reducción de ruido, que consiste en la resta del espectro después de control de ruido menos el espectro antes del control, ambos, espectros del inciso (a).

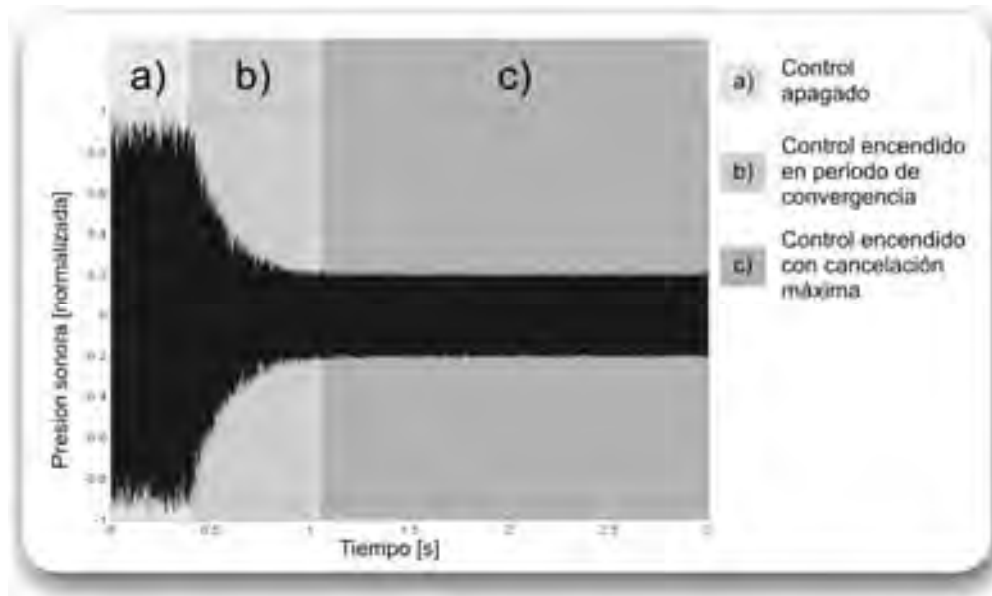


Figura 4-2: Cancelación de ruido registrada en el sensor de error, en la prueba simulada de control activo de ruido de un solo canal. Se distinguen las tres etapas temporales de control, presentes en todas las pruebas (experimentales y simuladas) en dominio del tiempo.

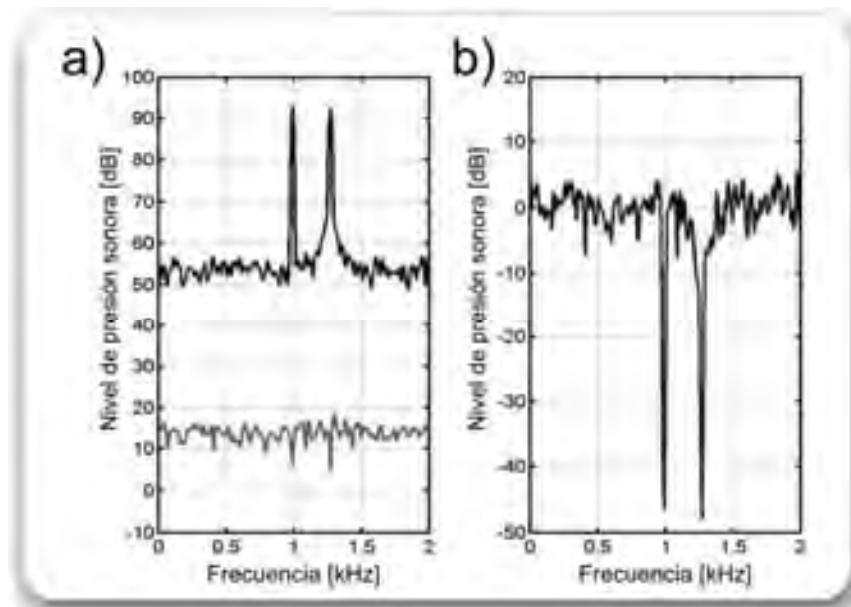


Figura 4-3: Espectros de los resultados de reducción de la señal ilustrada anteriormente. En la gráfica de la izquierda (a) se observa el nivel de ruido sin control (curva superior) y con control (curva inferior, dibujada 40dB abajo para mayor claridad); en la de la derecha (b), el nivel de reducción de ruido. La comparación corresponde a segmentos iguales de las etapas temporales de control (a) y (c) de la figura anterior.

Para poder evaluar mejor el funcionamiento del sistema, se simuló al principio un periodo de tiempo en el que el sistema de control se encuentra apagado. A un tiempo cercano a los 0.4 segundos, el control se encendió y es posible observar la aproximación gradual del sistema a la cancelación máxima. Estas etapas pueden verse con claridad en la Figura 4-2, donde el periodo de convergencia resulta cercano a los 0.7 segundos. En la Figura 4-3 se muestran espectros

comparativos de la señal, antes de ser controlada y cuando la reducción de control es máxima. Puede observarse que se obtiene una reducción prácticamente completa de las dos perturbaciones tonales del ruido original.

4.2 Simulaciones de control de múltiples canales

4.2.1 Simulaciones de minimización en dominio de la frecuencia

Para poder determinar la efectividad de ciertos arreglos experimentales (número y colocación de fuentes de control y de sensores de error), se hicieron varias simulaciones de distintos esquemas de control. Las simulaciones consisten en monopolos de tres dimensiones, que generan tonos de una frecuencia fija. Existen monopolos primarios (fuentes de ruido) y secundarios (fuentes de control). La amplitud y fase óptimos de los monopolos de control se calculan a partir de los datos de los monopolos de ruido, utilizando las ecuaciones obtenidas para cada una de los tres criterios de minimización descritos en la sección 3.2 “Minimización en dominio de la frecuencia”: la de minimización puntual del nivel de presión sonora (3-14); la de minimización global de la potencia acústica (3-27); y la de minimización puntual de la intensidad acústica (3-42).

Las simulaciones son en el dominio de la frecuencia, por lo tanto, se considera que las frecuencias son completamente estacionarias. Se probaron distintas posiciones para las fuentes secundarias. Como fuentes primarias, se utilizaron los monopolos resultantes de la reconstrucción del patrón de radiación acústica mostrados en la sección anterior, y descritos en la Tabla 3-1.

Todas las simulaciones y gráficas fueron realizadas en Matlab, versión 6.5. A partir de estas pruebas, se pudieron obtener las siguientes conclusiones, las cuales coinciden, en gran medida, con la literatura [Nelson, 1993, Snyder, 2000]:

- Para obtener reducción de ruido global (en todas las direcciones), es necesario utilizar varias fuentes de control, colocadas alrededor de la fuente de ruido.
- Mientras más fuentes de control sean utilizadas, mayor cancelación será posible obtener. Sin embargo, la reducción en todas direcciones (global) sólo comienza a ser efectiva si se usan de tres fuentes de control en adelante. En Figura 4-4, se muestran varios mapas bidimensionales de control de ruido, en los que se ilustra este efecto. Es relevante hacer notar que, si se pudiera cubrir la fuente primaria con una superficie tridimensional (como podría ser una esfera, u otra figura arbitraria cerrada) compuesta de un conjunto continuo de fuentes de control monopulares infinitesimales, este conjunto podría eliminar por completo cualquier frente de onda, y con ello, cualquier sonido producido en el interior. Esto debido a que, de acuerdo al principio de Fresnel-Huygens [Longhurst, 1968] de la síntesis de frentes de onda a partir de fuentes secundarias, este conjunto sería capaz de replicar cualquier

frente de onda proveniente de la fuente primaria, con la fase contraria. El caso mostrado en el inciso (e) de la figura no cumple cabalmente con tal principio, pues sólo se trata de un anillo de fuentes y no una superficie tridimensional completamente cerrada alrededor de la fuente primaria.

- La reducción se logra principalmente en el área en la que se encuentran las fuentes de control. Por lo tanto, mientras más distribuidas se encuentren las fuentes de control alrededor de la fuente de error, más reducción se podrá percibir en todas direcciones en general. En la Figura 4-5, se muestran dos mapas bidimensionales de control de ruido, en los que se ilustra esto.
- Las fuentes de control deben encontrarse acústicamente cerca de la fuente de ruido (es decir, a una distancia de una fracción de la longitud de onda del tono de ruido emitido). Mientras más cercanas estén las fuentes, más reducción de ruido podrá alcanzarse. En la Figura 4-6, se ilustra este hecho.
- Si los sensores de error se distribuyen de manera uniforme, a una distancia relativamente lejana (del orden de una longitud de onda en adelante) alrededor de las fuentes de ruido y de control, un esquema de reducción que intente minimizar el ruido (nivel de presión sonora o intensidad acústica) en tales posiciones, podrá también reducir sensiblemente la emisión global de ruido; es decir, la potencia acústica radiada. Esto se observará con más detalle en las simulaciones realizadas a continuación.

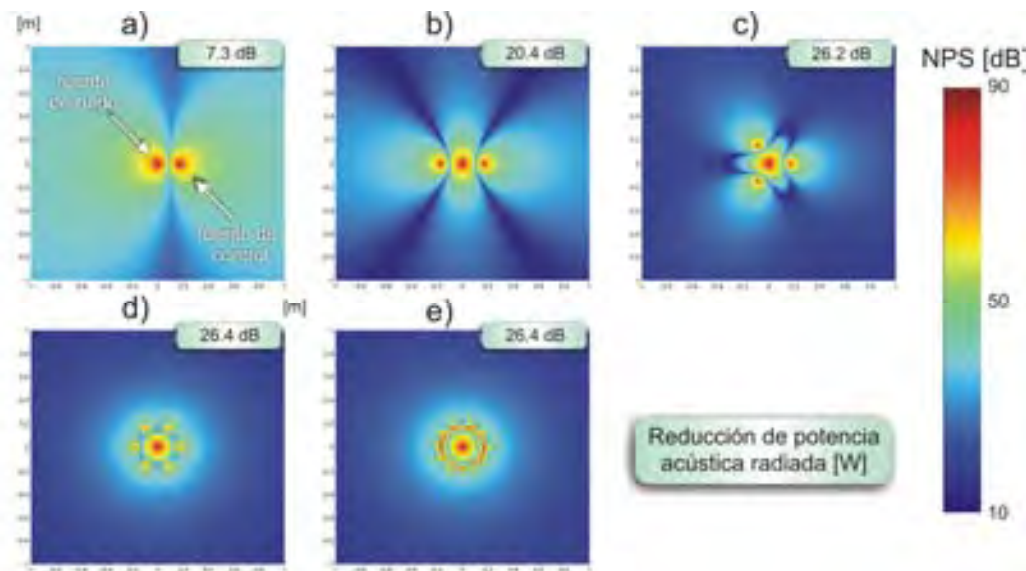


Figura 4-4: Mapas de presión sonora que ilustran la minimización de potencia acústica de un monopolo de ruido de 500 Hz con una fuente (a), dos fuentes (b), tres fuentes (c), seis fuentes (d) y cincuenta fuentes (e), de control, colocadas a 17 cm. de la fuente de ruido. Nótese que la reducción de potencia acústica radiada cambia muy poco partir de (c).

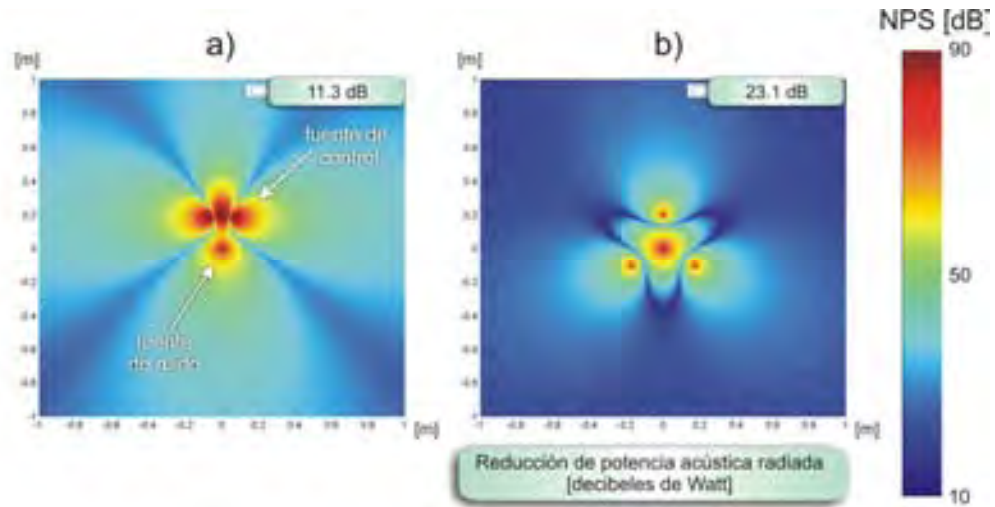


Figura 4-5: Mapas de presión sonora que ilustran la minimización de potencia acústica de un monopolo de ruido de 500 Hz con tres fuentes de control, colocadas a 17 cm. de distancia radial del monopolo, muy cercanas una de la otra (a) y distribuidas simétricamente alrededor de la fuente de ruido (b). Nótese que la reducción de potencia acústica radiada es muy inferior en el primer caso que en el segundo.

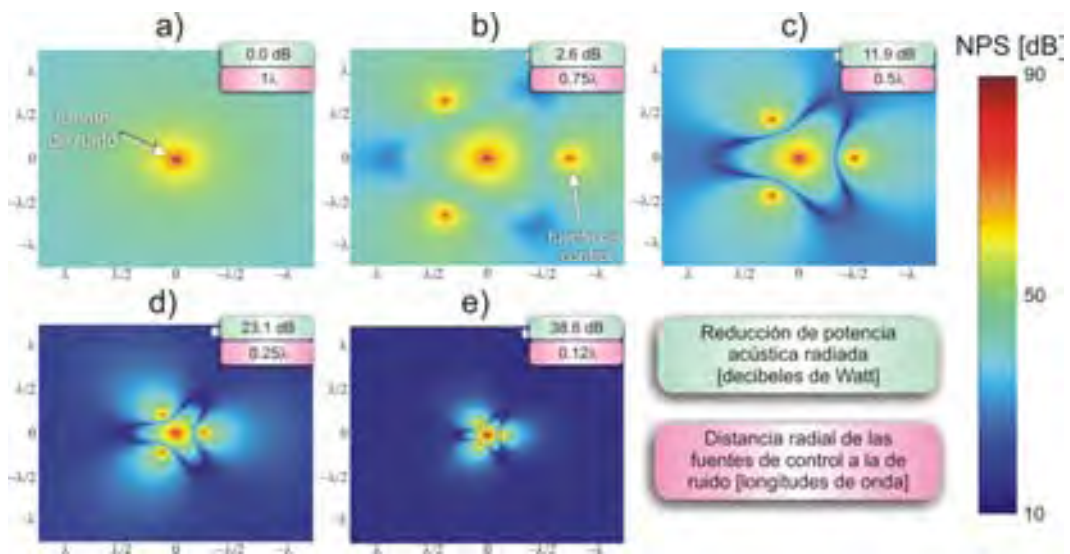


Figura 4-6: Mapas de presión sonora que ilustran la minimización de potencia acústica de un monopolo de ruido de 500 Hz con tres fuentes de control, colocadas a una distancia de 1 (a), 0.75 (b), 0.5 (c), 0.25 (d) y 0.12 (e) longitudes de onda de la fuente de ruido. Nótese que la reducción de potencia acústica radiada es nula a una distancia de una longitud de onda, y que aumenta rápidamente conforme esta distancia disminuye.

Una de las configuraciones más exitosas y factibles de instrumentar experimentalmente es la que se puede observar en la Figura 4-7. En esta configuración, se utilizan tres fuentes de control y tres sensores de error. Las fuentes de control se colocan en una posición muy cercana a las fuentes de ruido y de manera distribuida en los tres ejes espaciales. Esta colocación obedece a lo que sería factible instalar en una computadora portátil real. Por ello, no se colocaron fuentes fuera del chasis de la computadora. De la misma forma, los sensores de error se colocan alineados también a los tres ejes cartesianos, en las posiciones más extremas en el chasis.

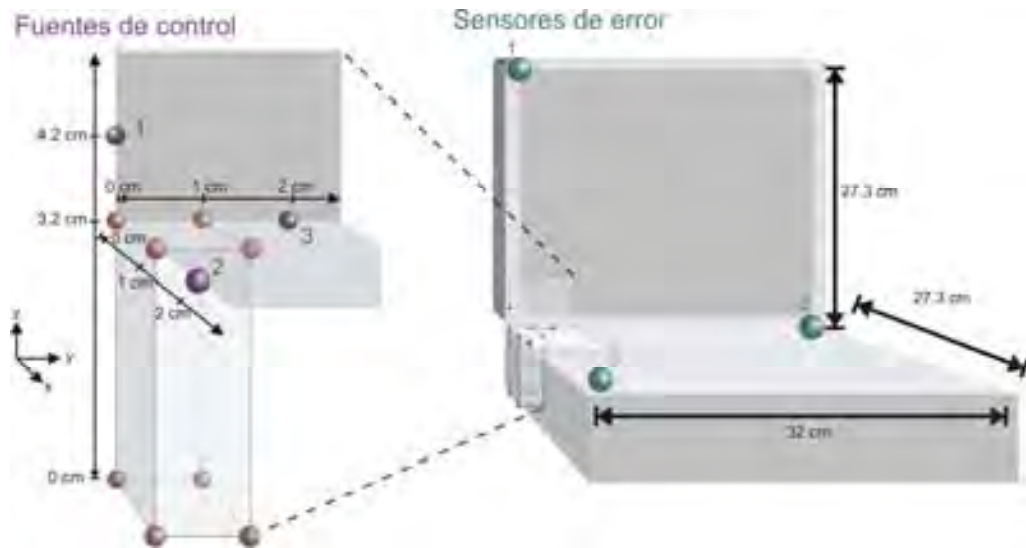


Figura 4-7: Posición de las fuentes de control y los sensores de error, utilizados en las simulaciones.

También debe apuntarse que esta configuración no viola la restricción impuesta para el criterio de minimización de intensidad acústica en los puntos de error (véase la Figura 3-6 para mayor información).

Esta configuración fue probada con simulaciones de los tres criterios de minimización ya mencionados. Con los resultados, se generaron gráficas en tres dimensiones, para observar su efectividad para lograr reducción de ruido en todas direcciones. La colocación relativa que tiene la computadora personal en cada una de las gráficas de resultados, puede verse con claridad en la Figura 4-8.

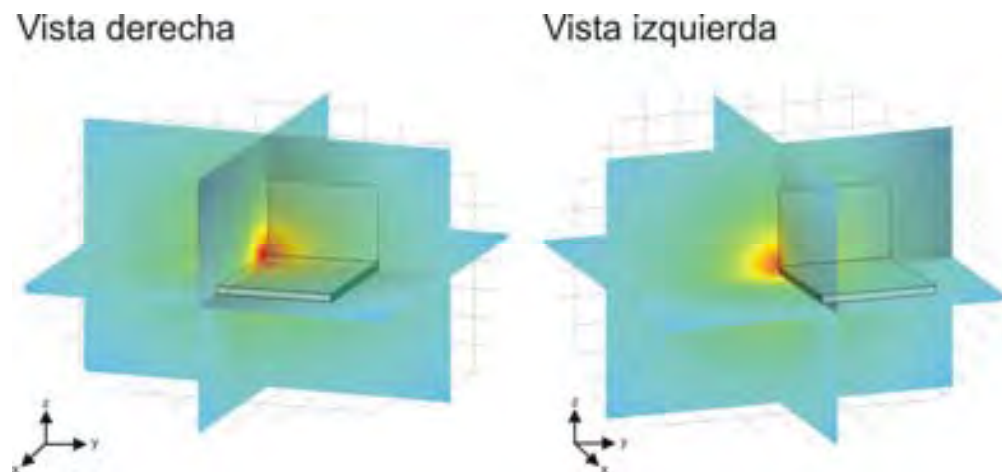


Figura 4-8: Colocación relativa de la computadora personal, en las gráficas de nivel de presión sonora, de los resultados de las simulaciones en dominio de la frecuencia.

En la Figura 4-9, se puede observar la gráfica de radiación del ruido original, sin ningún tipo de control. En la siguiente figura (Figura 4-10), puede observarse el nivel de reducción de ruido obtenido con el criterio de minimización global de potencia acústica radiada. Puede observarse que

la reducción de potencia es de 26 dB. Como se ha explicado anteriormente, este criterio no es instrumentable, pero permite conocer la cantidad máxima de reducción que es posible en teoría. De ahí, es posible comparar con el desempeño de los otros dos esquemas.

Sin reducción

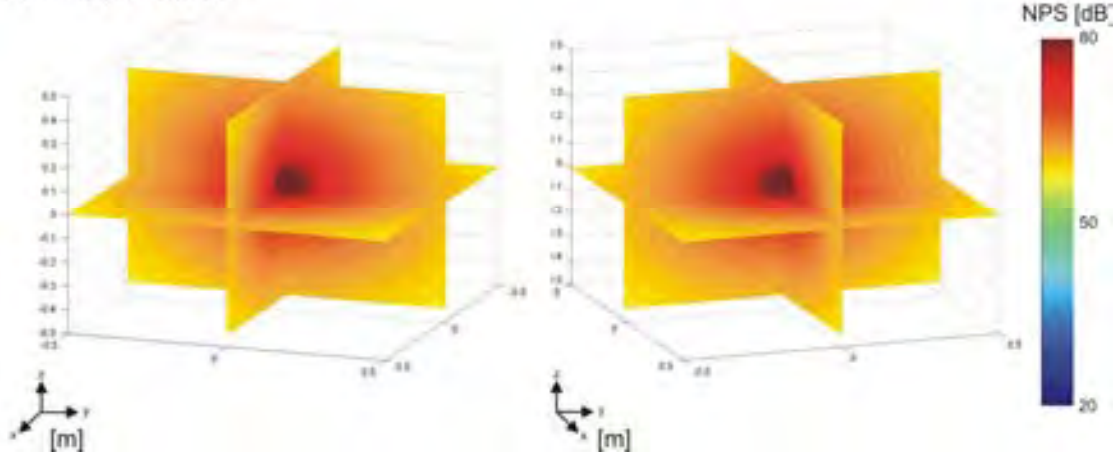


Figura 4-9: Mapa del nivel de presión sonora de la radiación original de ruido, sin ningún tipo de control.

Reducción óptima de potencia

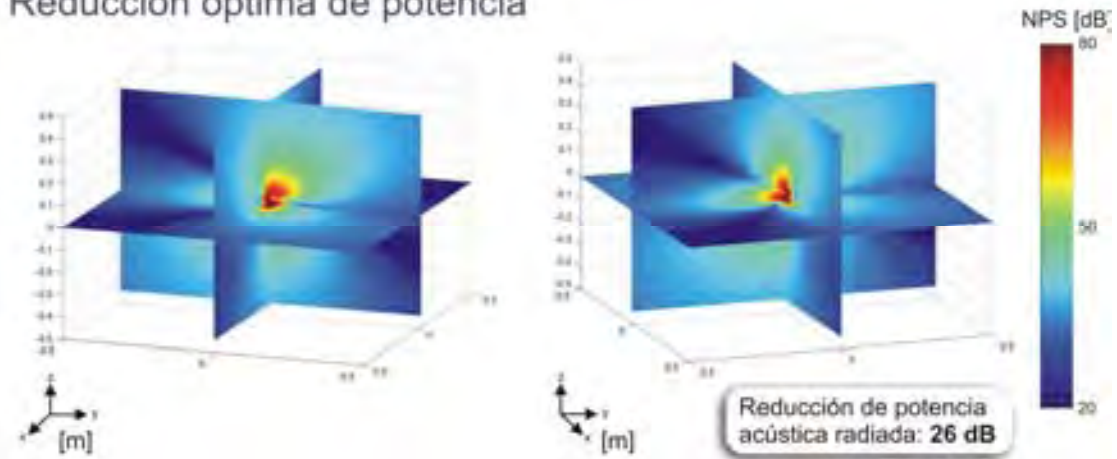


Figura 4-10: Mapa tridimensional de nivel de presión sonora del ruido, controlado con el criterio de minimización de potencia acústica global radiada. Nótese que la reducción se da en todas direcciones, aunque de manera no del todo uniforme.

En la Figura 4-11, puede observarse el nivel de reducción de ruido obtenido con el criterio de minimización del nivel de presión sonora en los puntos de error. Puede observarse que la reducción de potencia es de 24 dB, sólo dos decibeles menos que el nivel óptimo posible para esta configuración. También se observa en los mapas que la reducción es mayor en el cuadrante correspondiente a la posición donde se encuentra la computadora. Esto tiene sentido, pues es en ese cuadrante en el que se encuentran los sensores de error y, por lo tanto, en el que se concentran los esfuerzos del algoritmo por eliminar el mayor ruido posible. Sin embargo, se observa que en las demás direcciones también hay reducción significativa (del orden de los 20 dB en el nivel de presión sonora) y que no hay puntos en los que el nivel de presión sonora aumente.

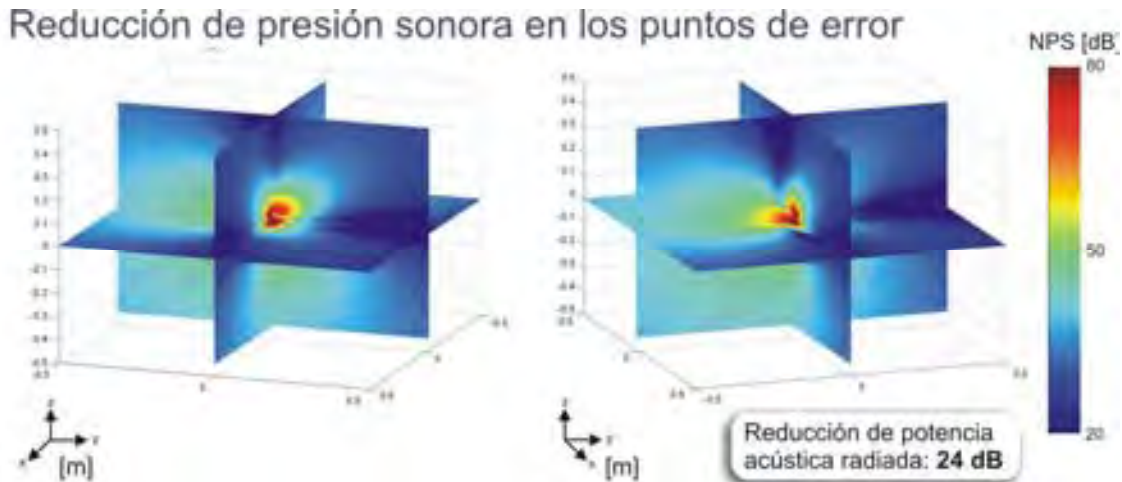


Figura 4-11: Mapa tridimensional de nivel de presión sonora del ruido, controlado con el criterio de minimización de presión sonora en los puntos de error. Nótese que la reducción se da en todas direcciones, aunque de manera no del todo uniforme y preferentemente en el cuadrante donde se encuentra la computadora portátil. Nótese también que la reducción de potencia es muy cercana a la óptima (Figura 4-10).

Por último, en la Figura 4-12, se muestra nivel de reducción de ruido obtenido con el esquema de reducción de intensidad acústica en los puntos de error. Puede observarse que la reducción de potencia es de 25 dB, que, para efectos prácticos, es igual al nivel óptimo posible para esta configuración. También se observa que el patrón de radiación es notablemente parecido al obtenido con el criterio de minimización de potencia acústica radiada (Figura 4-10). Esto tiene sentido, pues la detección de la intensidad acústica es una manera de aproximar la detección de la potencia acústica radiada. De la misma forma que con el criterio anterior, se observa que todas las direcciones hay reducción significativa, del orden de los 20 dB en el nivel de presión sonora, y que no hay puntos en los que tal nivel aumente, respecto al ruido original.

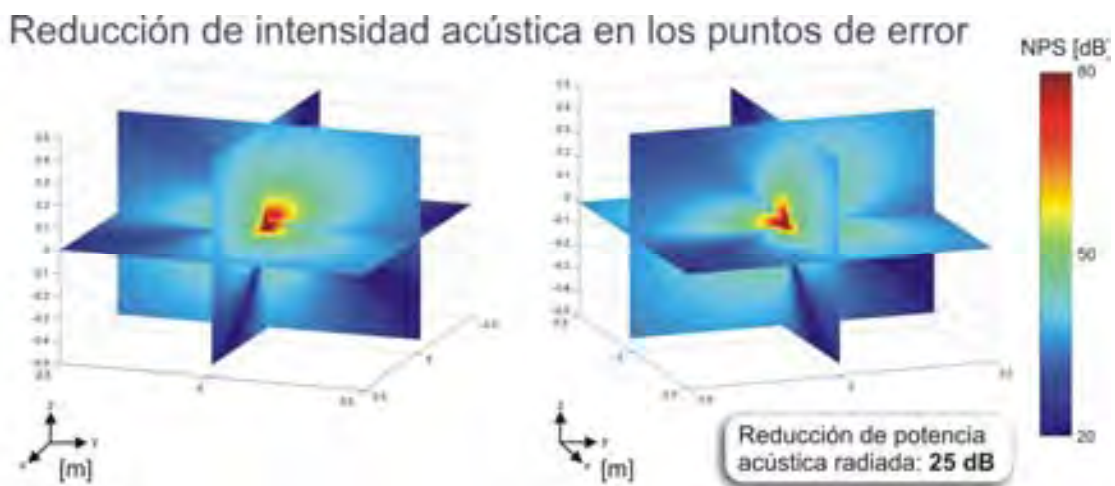


Figura 4-12: Mapa tridimensional de nivel de presión sonora del ruido, controlado con el criterio de minimización de intensidad acústica en los puntos de error. Nótese que la reducción se da en todas direcciones, aunque de manera no del todo uniforme, y que la reducción de potencia es muy cercana a la óptima (Figura 4-10).

4.2.2 Simulaciones de minimización de presión acústica en dominio del tiempo

Estas simulaciones se realizaron de acuerdo al esquema de control descrito en la sección 3.3, de control activo de ruido de múltiples canales, en dominio del tiempo. Para fines de comparación, se utilizó la misma configuración usada en las simulaciones anteriores (véase la Figura 4-7), con el mismo número y la misma posición de sensores de error y fuentes de control.

Puesto que en estas pruebas es posible simular también el sensor de referencia, éste fue colocado en la posición mostrada en la Figura 4-13, muy cercano a las fuentes de ruido, y a la altura del panel superior del teclado.

Sensor de referencia

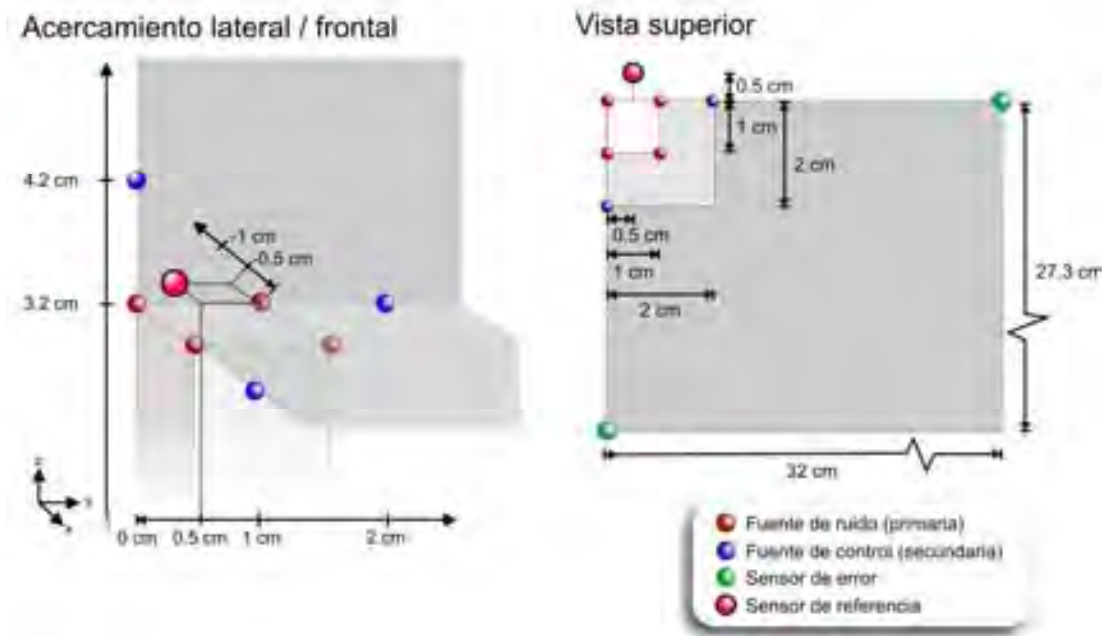


Figura 4-13: Posición del sensor de referencia en la configuración utilizada para las pruebas simuladas en dominio del tiempo.

Los resultados de estas simulaciones se pueden observar en las gráficas de la Figura 4-14. Como se puede ver, la atenuación es muy significativa. El nivel de reducción en los sensores de error es, en todos los casos, mayor a los 30 dB y en el caso del canal 3, mayor a los 40 dB.

También se realizó el cálculo de la reducción de potencia acústica radiada, la cual alcanzó los 6 dB. Esta reducción significativamente menor a la observada en la prueba simulada correspondiente en dominio de la frecuencia (Véase la Figura 4-11), se debe a que, en esta ocasión, se está utilizando un esquema mucho más aproximado a la realidad. Específicamente, se está utilizando como fuente de ruido un tono de 990Hz sumado a ruido blanco, en vez de un tono puro monopolar. Este ruido blanco simula el ruido de banda ancha que está presente en el ruido real de un ventilador, y pone

una cota a la cantidad de reducción que es posible alcanzar, pues el algoritmo LMS no puede reducirlo más allá del nivel del ruido de banda ancha basal.

También debe de apuntarse que, en esta prueba, también se simula el sensor de referencia en una posición *cercana* pero *distinta* a la de las fuentes de ruido, lo cual tiene consecuencias directas en el nivel de reducción que el sistema es capaz de obtener. Sin embargo, es de notarse que un nivel de reducción de 6 dB en la potencia acústica radiada es aún aceptable si se toma en cuenta que se refiere únicamente a una componente tonal del ruido, que es el objetivo principal de control de esta prueba.

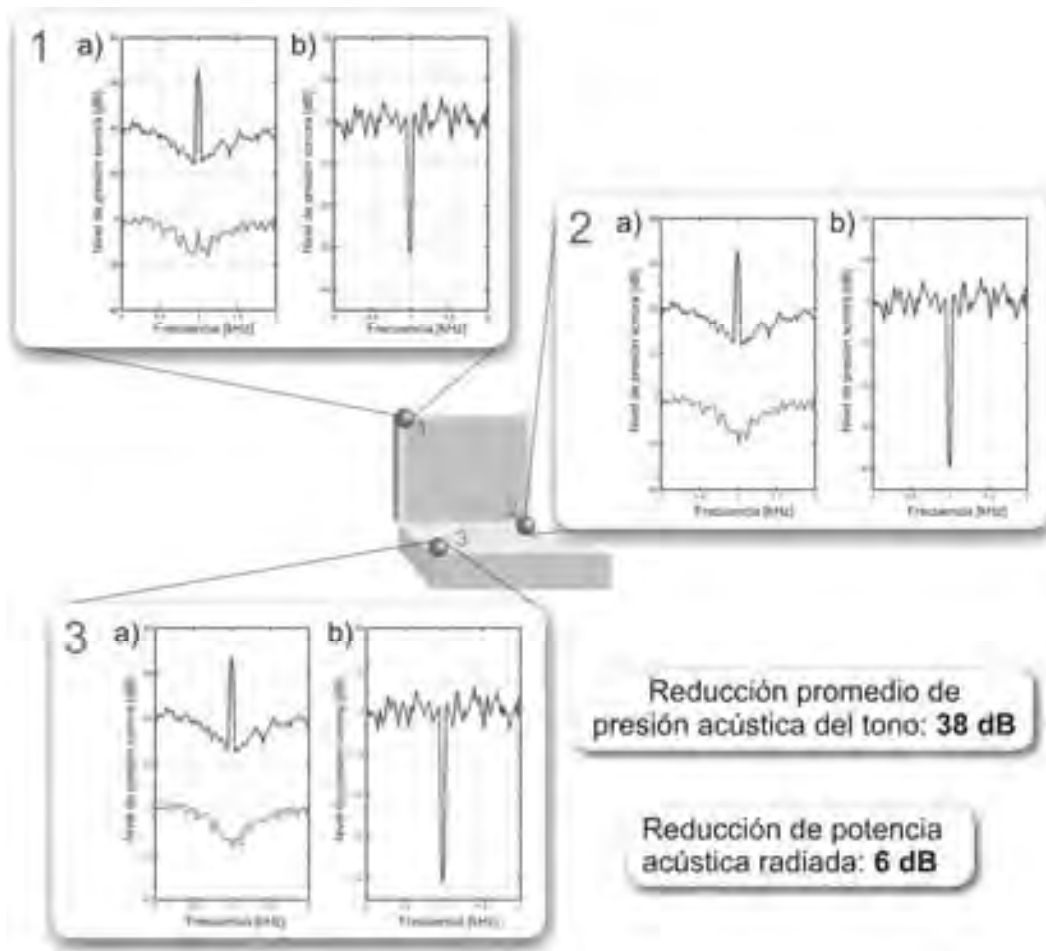


Figura 4-14: Espectros de los resultados de reducción en la prueba simulada de control activo de tres canales, en cada uno de los sensores de error. En las gráficas de la izquierda (incisos a) se observa el nivel de ruido sin control (curva superior) y con control (curva inferior, dibujada 40dB abajo para mayor claridad); en las de la derecha (incisos b), los niveles de reducción de ruido.

5 Pruebas experimentales

5.1 Control activo de ruido basado en equipo estándar de audio

A continuación, se muestran las pruebas experimentales del esquema de control basado en el equipo de audio de una computadora personal, descrito en la sección 2.2 “Control activo de ruido con el equipo de audio de una computadora personal” (página 28). Los resultados de estas pruebas fueron reportados en un artículo que actualmente se encuentra publicado en el Journal of Applied Research and Technology (JART), del CCADET-UNAM [Cordourier-Maruri, 2009].

5.1.1 Arreglo experimental

Se implementó un sistema de control activo de ruido basado en equipo estándar de audio, con los siguientes dispositivos:

- Computadora portátil 1: Con un procesador Pentium 4 a 3 GHz. Fue utilizada para el proceso de audio (entrada y salida de audio, identificación automática del componente tonal del ruido y algoritmo de control de ruido). Éste fue implementado en Matlab 6.5, utilizando la herramienta de adquisición de datos que incluye (Véase la Figura 5-1).
- Computadora portátil 2: Con procesador Pentium 4 a 2 GHz, utilizada como fuente de ruido, al ejecutarse en ella un programa de proceso intensivo (Véase la Figura 5-1).
- Interfaz externa de audio MOTU 896-HD, con conexión IEEE-1394 a la computadora 2.
- Dos micrófonos de condensador Behringer ECM-8000; uno fue utilizado como micrófono de referencia A, y el otro como micrófono de error B.
- Bocina con amplificador integrado para PC marca MUSE, como fuente de control.
- Teléfono celular colocado muy cerca del ventilador de la computadora 1, utilizado para reproducir la grabación WAV de un tono armónico estable de 700Hz, incluido como un componente tonal sintético del ruido del ventilador, en algunas pruebas de control.
- Transformador / regulador eléctrico trifásico de 2000 VA, utilizado también como fuente de ruido susceptible a control, debido a la alta intensidad y la tonalidad de su sonido.
- Regulador eléctrico para equipo de cómputo de 1200 VA, utilizado como fuente de ruido de menor intensidad.

Las pruebas fueron realizadas en la cámara anecóica del Laboratorio de Acústica y Vibraciones del CCADET-UNAM, que tiene un volumen V cercano a los 50m^3 , y una frecuencia menor anecóica f_c cercana a los 70 Hz. Una fotografía del arreglo experimental puede observarse en la Figura 5-2.



Figura 5-1: Fotografías de las dos computadoras portátiles utilizadas en las pruebas de control de un solo canal: a) la computadora 1, utilizada para ejecutar el algoritmo controlador y b) la computadora 2, usada como fuente de ruido en las pruebas de control.

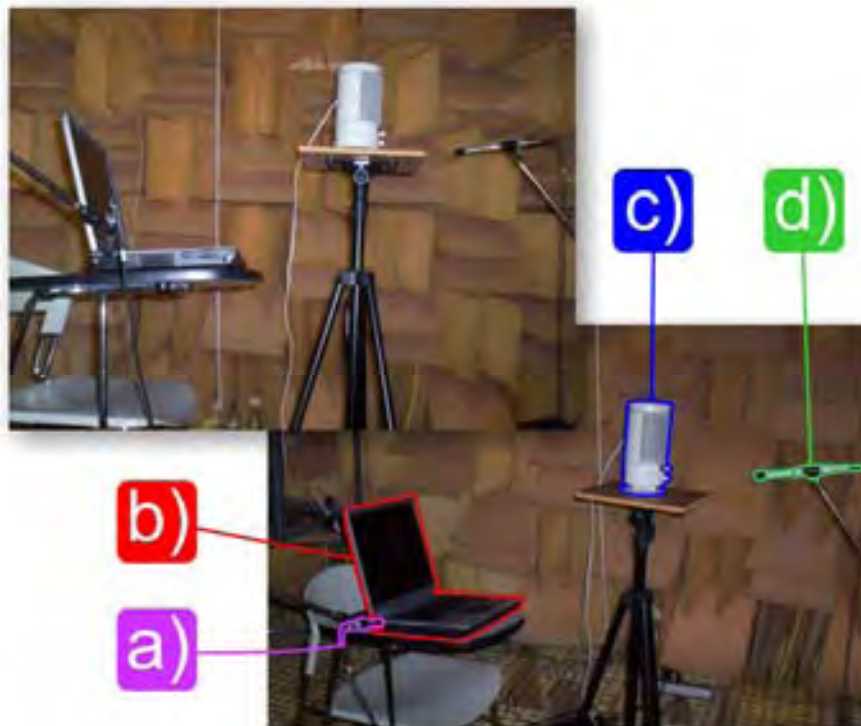


Figura 5-2: Fotografías del arreglo experimental del esquema de control activo de un solo canal, dentro de la cámara anecóica del Laboratorio de Acústica y Vibraciones del CCADET – UNAM. Se resaltan, en la fotografía inferior, los cuatro elementos presentes del esquema: a) micrófono de referencia, b) computadora portátil (fuente de ruido), c) bocina de control y d) micrófono de error.

5.1.2 Resultados experimentales

Los resultados de las pruebas con el ruido de la computadora portátil se muestran en la Figura 5-3. En el inciso (a) se observan los espectros de ruido en el micrófono de error B (con y sin control activo), y de nivel de reducción de ruido, ambos medidos en una cámara anecoica. El ruido de la computadora portátil, que contiene componentes tonales y de banda ancha, fue complementado con un tono de 700 Hz generado por un teléfono celular, colocado muy cerca de la salida de su ventilador interno. Se procuró que el tono emitido artificialmente fuera del mismo orden o superior en amplitud a las componentes tonales originales del ruido de la computadora.

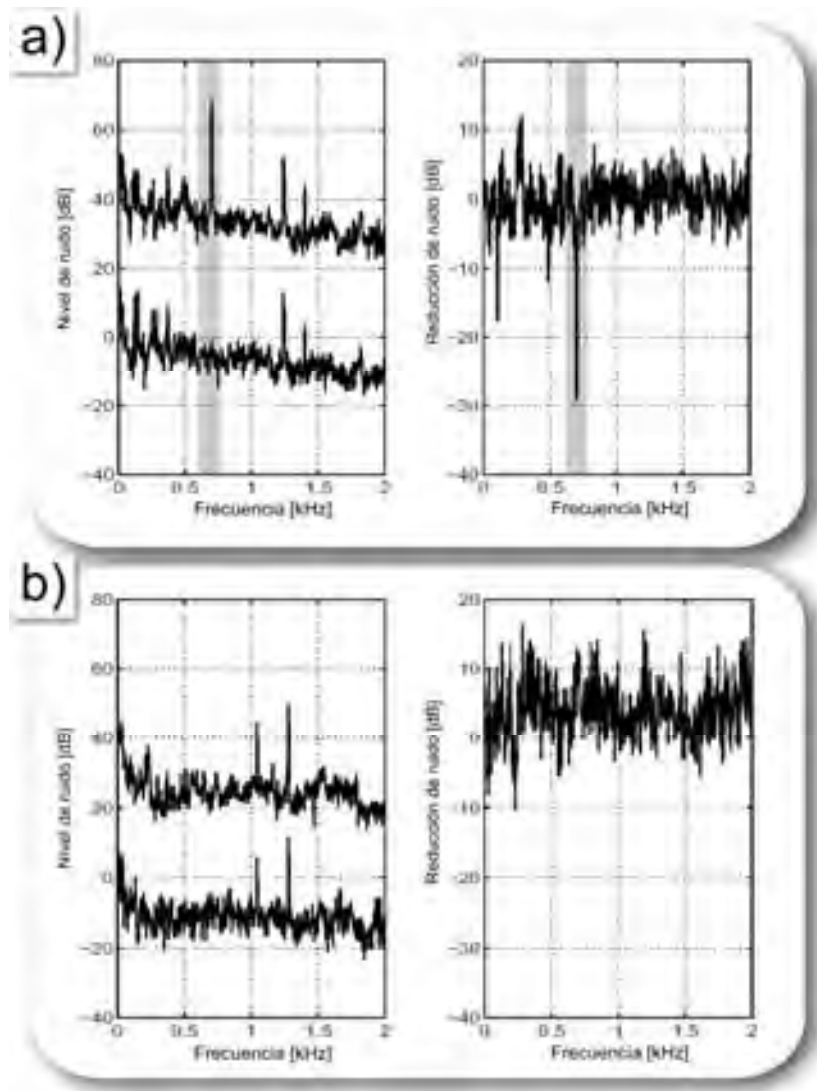


Figura 5-3: Control activo de un tono de 700 Hz (resaltado) y ruido de la computadora portátil (inciso a); y ruido de la computadora portátil solamente (inciso b). En las gráficas de la izquierda se observan el nivel de ruido sin control (curva superior) y con control (curva inferior, dibujada 40 dB abajo para mayor claridad); en las de la derecha, los niveles de reducción de ruido.

El sistema propuesto de control activo de ruido fue capaz de cancelar exitosamente el tono sintético de 700 Hz, con un nivel de reducción cercano a los 30 dB. Sin embargo, la Figura 5-3, en su inciso (b), muestra una situación similar, pero con ruido original de la computadora únicamente. En este caso el sistema de control no logra cancelar ruido y, de hecho, ocurre una ligera amplificación. En particular, no se nota reducción alguna en la componente tonal principal de 1271 Hz.

Pruebas similares se realizaron para el sonido del transformador eléctrico trifásico de 2000 VA. Uno de los resultados de estas pruebas puede verse en la gráfica de espectro de la Figura 5-4, en la que se muestra el nivel de control de ruido obtenido. Se puede observar que el sistema es capaz de reducir la componente tonal de 120 Hz del ruido original en un monto cercano a los 12 dB, pero no se obtiene reducción importante en otras componentes.

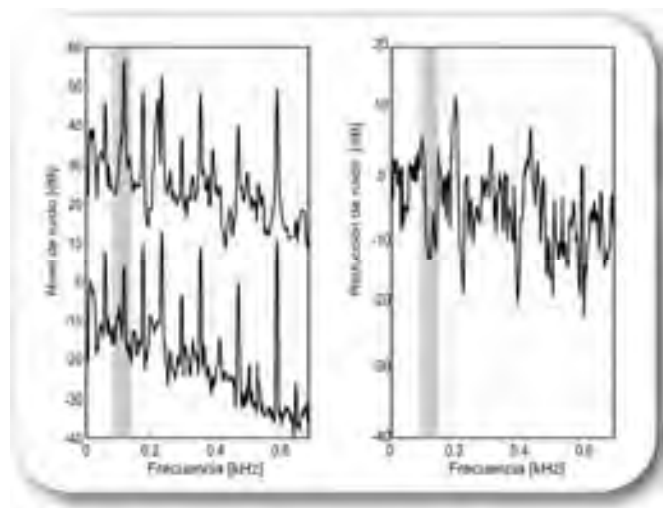


Figura 5-4: Control activo del ruido de un transformador / regulador trifásico de 2000 VA. En la gráfica de la izquierda se observan el nivel de ruido sin control (curva superior) y con control (curva inferior, dibujada 40dB abajo para mayor claridad); en la de la derecha, los niveles de reducción de ruido. Nótese la reducción selectiva de la componente correspondiente a la vecindad de 120 Hz.

Pruebas del mismo tipo se llevaron a cabo con un regulador de voltaje de 1200 VA. Los resultados de la aplicación del sistema propuesto de control de ruido pueden verse en el espectro de la Figura 5-5. Se observa que, en este caso, la componente que logra ser controlada es la de 480 Hz (con una reducción cercana a los 12 dB), mientras que las demás continúan sin cambios importantes en su intensidad.

El “funcionamiento selectivo” de éste sistema de control ante distintas componentes del ruido puede ser explicado si se analiza con mayor detalle la naturaleza “tonal” de tales componentes. Para ello, se realizaron mediciones espectrales de alta resolución del ruido de los distintos aparatos con los que se hicieron las pruebas, a partir de grabaciones de dos minutos.

Un ejemplo puede verse en la Figura 5-6. Ahí se muestra el análisis espectral del ruido de un ventilador radial típico medido desde el micrófono de referencia “A” en una cámara anecóica. Un

acercamiento al componente de 844 Hz revela una falta de carácter estrictamente tonal, con un pico con anchura espectral cercana a los 6 Hz, posiblemente producido por múltiples componentes de frecuencia similar, y/o por componentes de modulación lenta [Wu, 2001].

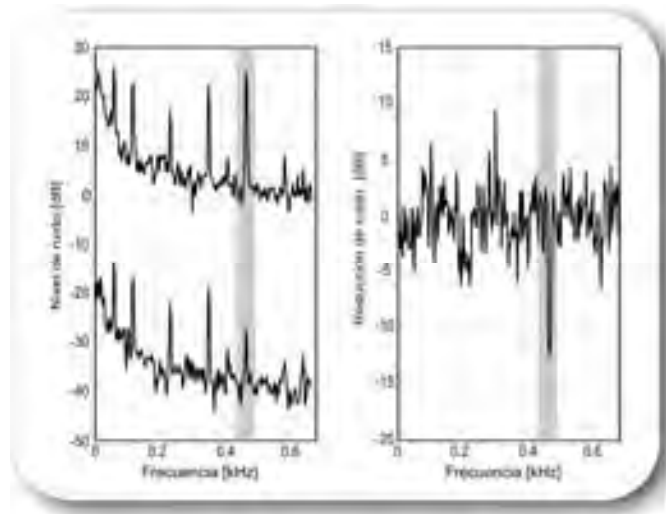


Figura 5-5: Control activo del ruido de un regulador pequeño de 1200 VA. En la gráfica de la izquierda se observa el nivel de ruido sin control (curva superior) y con control (curva inferior, dibujada 40dB abajo para mayor claridad); en la de la derecha, los niveles de reducción de ruido. Nótese la reducción selectiva de la componente correspondiente a 480 Hz.

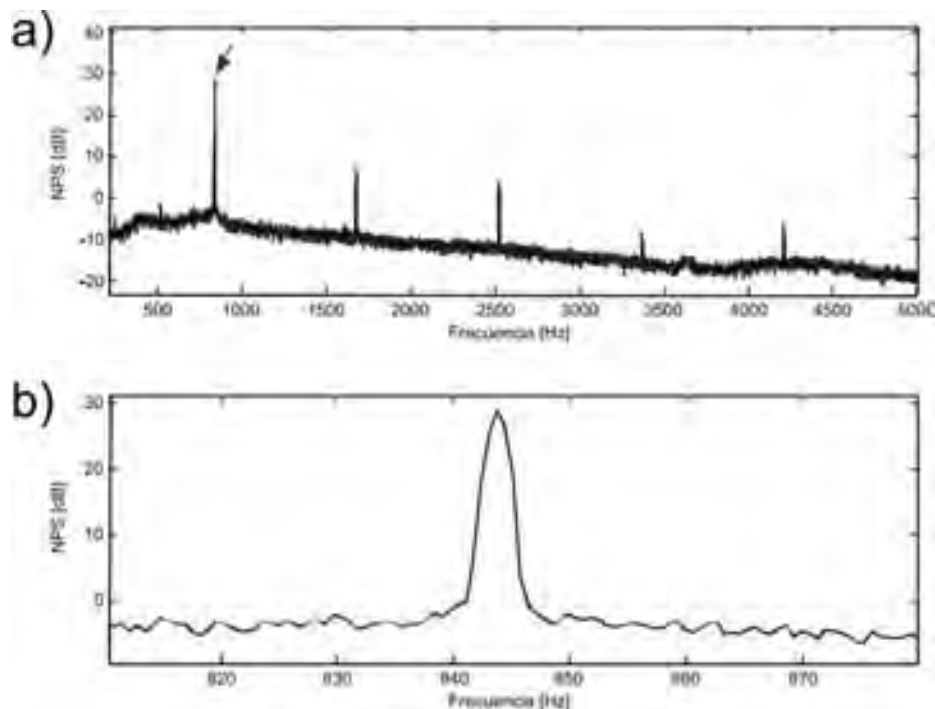


Figura 5-6: Análisis espectral de del nivel de presión sonora generado por el ruido de computadora portátil en el micrófono de error A, en la cámara anecoica: (a) análisis de 250 a 5000 Hz de banda (el componente de 800 Hz se indica con la flecha roja); (b) acercamiento de 80 Hz alrededor del "tono" de 844 Hz. Nótese el ancho espectral cercano a 6 Hz sobre el nivel de ruido basal.

Una manera de cuantificar esta anchura espectral de los componentes tonales fue a través de un cálculo de desviación estándar Δf . Para ello, primero se obtiene el centroide f_c de la componente, con la siguiente expresión:

$$f_c = \frac{\sum_{n=N_1}^{N_2} f_n \cdot S(f_n)}{\sum_{n=N_1}^{N_2} S(f_n)} \quad (5-1)$$

Después se calcula la desviación estándar Δf alrededor del centroide, de la siguiente forma:

$$\Delta f = \sqrt{\frac{\sum_{n=N_1}^{N_2} [f_n - f_c]^2 \cdot S(f_n)}{\sum_{n=N_1}^{N_2} S(f_n)}} \quad (5-2)$$

donde f_n es una frecuencia, y $S(f_n)$ es la amplitud del espectro de potencia de ruido en la frecuencia f_n . Para poder analizar solo un componente tonal, sólo se considera en las sumatorias un pequeño rango de elementos de N_1 a N_2 alrededor de la frecuencia central.

Esta desviación aparentemente despreciable, resulta ser crucial, pues compromete el funcionamiento exitoso del sistema. Dado que el planteamiento del sistema supone poca variación en las componentes tonales (alta tonalidad, pequeño ancho de banda de cada componente), es preciso cuantificar tal nivel de variación en el ruido de los diferentes casos estudiados.

Por lo tanto, se calculó la desviación estándar de cada una de las principales componentes de cada caso de ruido, para identificar la relación entre el ancho de banda del tono y su susceptibilidad a ser controlado por el sistema propuesto.

Los cálculos de desviación de las principales componentes tonales, para mediciones con ambos micrófonos (de referencia y de error) pueden verse en los histogramas de la Figura 5-7. Los valores más pequeños de desviación están resaltados, y coinciden precisamente con los casos en los que el sistema si logró obtener control significativo de ruido tonal.

De estos hallazgos se puede concluir que el sistema propuesto tiene, en la reducción de componentes tonales de ruido, una efectividad fuertemente acotada por la variabilidad de tales componentes. Puesto que el sistema genera anti-ruido basado en una señal de referencia con un retraso muy significativo, y este retraso lo compensa únicamente con un cambio en la fase de la señal de control, el sistema no podrá controlar un tono que ha variado de frecuencia en el tiempo de

retardo total. Es decir, que el tiempo de respuesta del sistema es muy largo. En este sentido, la implementación de este modelo con mínimo retraso, a través de la plataforma DSP (en vez del equipo de audio de la computadora), provee al sistema de un tiempo de respuesta mucho más corto y le otorga una efectividad más amplia [Kuo, 1999], como se mostrará en la siguiente sección.

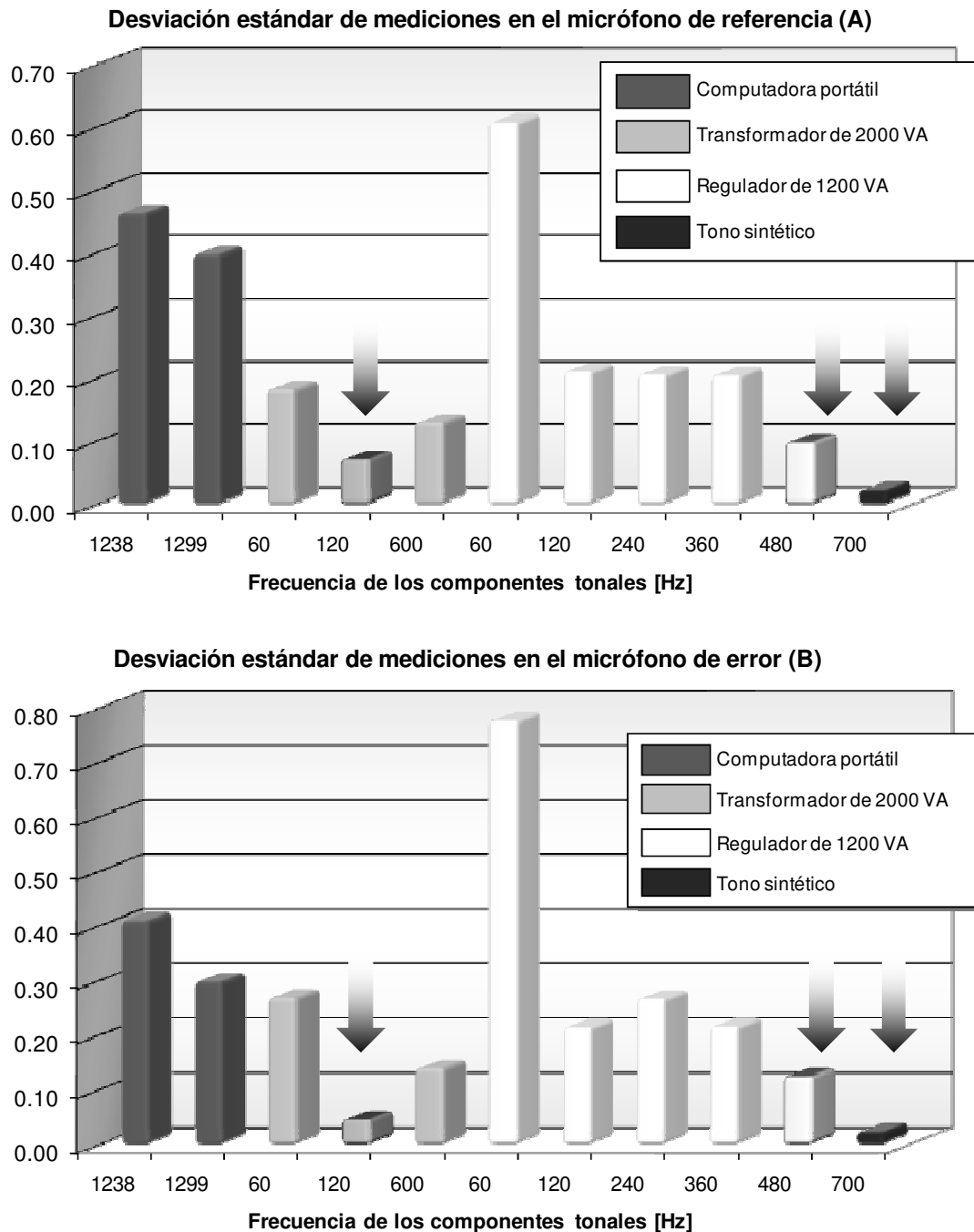


Figura 5-7: Desviación estándar calculada de varias componentes tonales de ruido de los distintos aparatos analizados. Como puede observarse, los valores más pequeños en ambas mediciones (resaltados) coinciden precisamente con los casos en los que el sistema de control de ruido logró obtener reducciones significativas.

5.2 Control activo de ruido de retraso mínimo de un canal

A continuación, se muestran las pruebas experimentales del esquema de control basado en la plataforma DSP, para un procesamiento muestra a muestra, con retraso mínimo. Este esquema fue descrito anteriormente en la sección 2.3 “Control activo de ruido con retraso mínimo”.

5.2.1 Arreglo experimental

Se implementó un sistema de control activo de ruido basado en una plataforma DSP de procesamiento digital de audio, con los siguientes dispositivos:

- Plataforma de procesamiento digital de audio PADK (Equipo de Desarrollo y Procesamiento de Audio, por sus siglas en inglés), basada en el procesador DSP TMS320C6727 de Texas Instruments, que será utilizada como equipo controlador (véase la Figura 5-9).
- Computadora portátil 1: Con un procesador Pentium 4 a 3 GHz. Fue utilizada para programar y controlar la plataforma PADK, aunque no realizó ningún tipo de procesamiento al momento de hacer pruebas de control de ruido.
- Computadora portátil 2: Con procesador Pentium 4 a 2 GHz. Utilizada como fuente de ruido, al ejecutarse en ella un programa de proceso matemático intensivo.
- Dos micrófonos de condensador Behringer ECM-8000; uno fue utilizado como micrófono de referencia A, y el otro como micrófono de error B. La respuesta en frecuencia de estos micrófonos, reportada por el fabricante, puede verse en la Figura 5-8
- Interfaz externa de audio M-AUDIO ProFire 610, como fuente para los micrófonos de condensador.
- Bocina con amplificador integrado para computadora personal marca MUSE, como fuente de control.
- Teléfono celular colocado muy cerca del ventilador de la computadora portátil, utilizado para reproducir la grabación WAV de un tono armónico estable de 700Hz, incluido como un componente tonal sintético del ruido del ventilador, en algunas pruebas de control.

Estas pruebas también fueron realizadas en la cámara anecoica de Laboratorio de Acústica y Vibraciones del CCADET-UNAM.

El equipo controlador utilizó filtros de 64 muestras en cada una de las pruebas, la cantidad máxima permitida por el procesador para una frecuencia de muestreo de 22050 Hz. El coeficiente de adaptación se fijó a un valor alrededor de 5×10^{-15} de doble precisión.

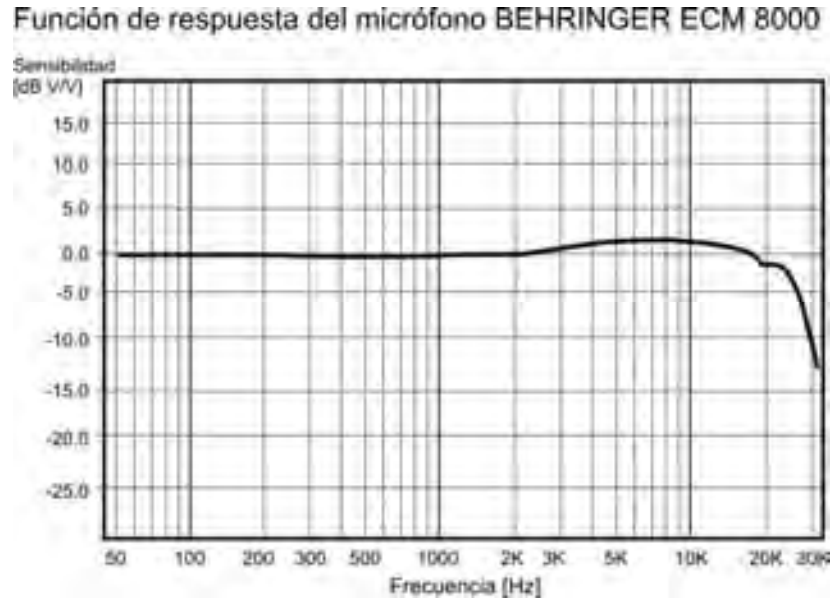


Figura 5-8: Respuesta en frecuencia reportada por el fabricante de un micrófono Behringer ECM8000. [Behringer, 2000].



Figura 5-9: Fotografía de la plataforma de procesamiento digital de audio PADK, basada en el procesador DSP TMS320C6727 de Texas Instruments, utilizada en las pruebas experimentales de control activo de ruido con retraso mínimo.

5.2.2 Resultados experimentales

Los resultados de las pruebas con el ruido de la computadora portátil se muestran en la Figura 5-10. En el inciso (a) se observan los espectros de ruido en el micrófono de error B (con y sin control activo), y de nivel de reducción de ruido. De la misma forma en que se hizo con el esquema de control anterior, el ruido de la computadora portátil de nuevo fue complementado con un tono de 700 Hz generado por un teléfono celular, colocado muy cerca de la salida de su ventilador interno. Asimismo, la Figura 5-10, en su inciso (b), muestra una situación similar, pero con ruido original de la computadora únicamente.

En esta ocasión se observa que el sistema propuesto de control activo de ruido con retraso mínimo fue capaz de cancelar exitosamente tanto el tono sintético de 700 Hz, como las demás componentes del ruido de la computadora personal, hasta el nivel de ruido basal de banda ancha. El tono más sobresaliente del ruido original de la computadora corresponde a 1271 Hz, y se observa que, en ambos casos, el sistema fue capaz de reducirlo en casi 20 dB en nivel de presión sonora. Mientras, el tono sintético fue reducido en casi 28dB.

En la Figura 5-11 se muestra el espectro de bandas en tercios de octava, con ponderación A, del control activo del ruido de la computadora únicamente. Se observan reducciones en las bandas más prominentes, y en particular, una reducción de 4 dB en la banda de 1000 Hz.

De este resultado se puede concluir que el procesamiento en con retraso mínimo, ahora posible gracias a la alta velocidad de procesamiento de la plataforma DSP, permite el control de las componentes tonales incluso ante las leves variaciones de frecuencia que, en el esquema anterior, eran cruciales para el éxito del sistema controlador.

Otra observación interesante es la capacidad del sistema de control de reducir todas las componentes tonales, incluso aquellas que no están relacionadas armónicamente con la componente tonal principal. Esto no era posible (ni siquiera en teoría) en el esquema anterior de procesamiento por bloques.

5.3 Control activo de ruido de múltiples canales, con el modo simplificado

Una vez obtenidos resultados positivos del funcionamiento del esquema de control activo de un solo canal, el siguiente paso fue adaptarlo para su funcionamiento en varios canales, y de esa forma lograr reducción de ruido global (en todas direcciones), y no solo en las proximidades del sensor de error. La capacidad de operación del procesador digital de señales utilizado en las pruebas, sólo permitió implementar el esquema de control de múltiples canales en su modo simplificado, que se detalla en la sección 3.3.2 “Minimización puntual simplificada de nivel de presión sonora”.

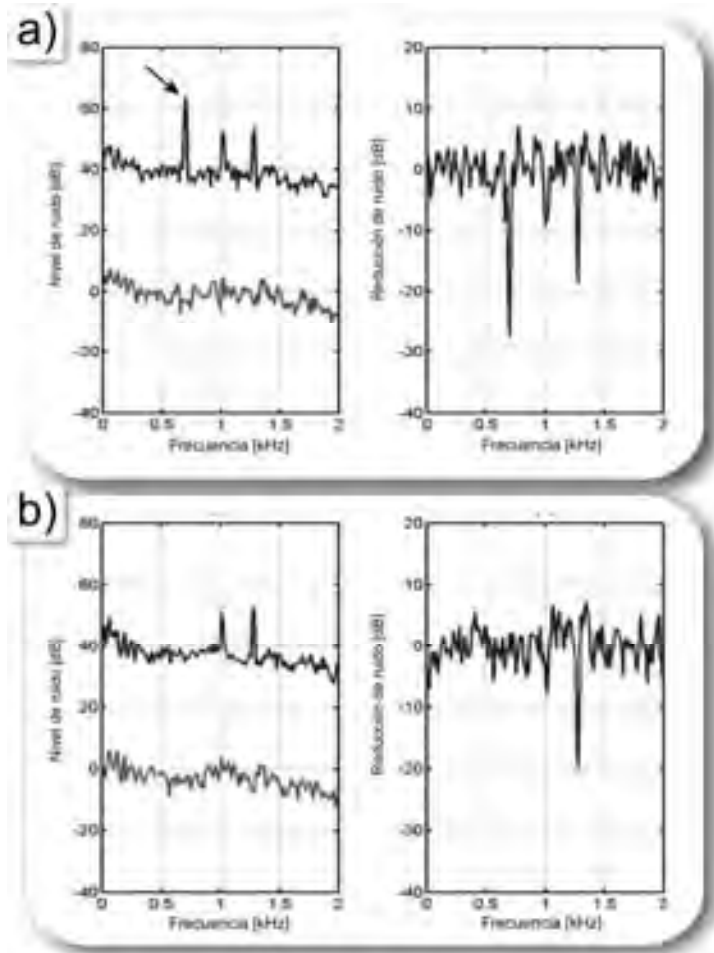


Figura 5-10: Control activo de un tono de 700 Hz (apuntado con una flecha) y ruido de la computadora portátil (inciso a); y ruido de la computadora portátil solamente (inciso b). En las gráficas de la izquierda se observan el nivel de ruido sin control (curva superior) y con control (curva inferior, dibujada 40dB abajo para mayor claridad); en las de la derecha, los niveles de reducción de ruido.

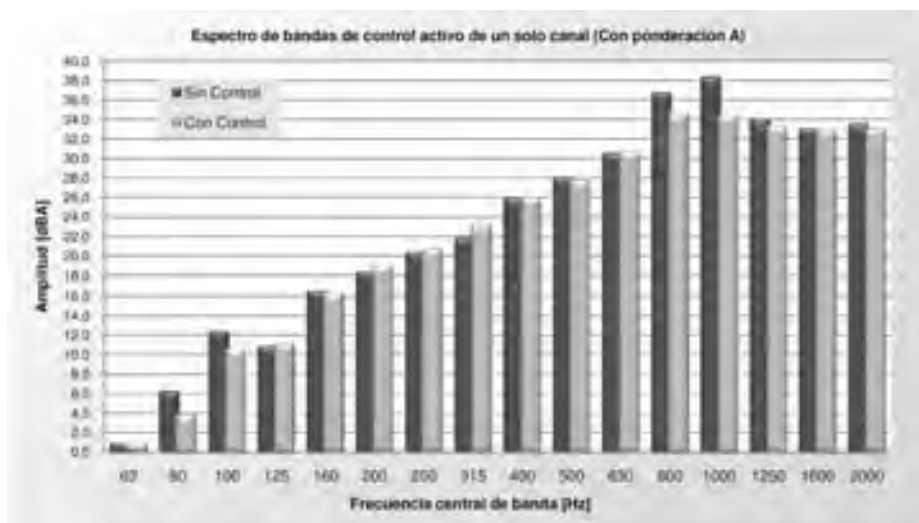


Figura 5-11: Espectro de bandas con ponderación A de control activo de ruido de la computadora portátil solamente, correspondiente al inciso b de la Figura 5-10, con ponderación A y escala absoluta de decibeles.

5.3.1 Arreglo experimental

Se instrumentó experimentalmente la misma configuración utilizada en las simulaciones del esquema de múltiples canales (véase la Figura 4-7). Los componentes del arreglo experimental del este esquema son muy parecidos a los utilizados en el arreglo de un solo canal, descritos en la lista de la página 73. Sin embargo, una limitación importante en la implementación experimental, fue el hecho de no poder utilizar cualquier tipo de bocina como fuente de control.

Dado que en la configuración mostrada requería de fuentes de control que se encontraran muy cerca de la fuente de ruido y muy cerca entre sí, las bocinas necesarias debían de ser muy pequeñas. Aún así, también tenían que tener capacidad para emitir sonidos de control a un volumen equivalente al del ruido original de la computadora portátil. Al final de varias pruebas, se optó por utilizar dos bocinas extraídas de una computadora portátil previamente descartada, y una bocina de altavoz de un celular, como las que se ilustran en la Figura 5-12. El espectro de respuesta en frecuencia de cada una de las bocinas de control utilizadas se puede observar en la Figura 5-13.



Figura 5-12: Fotografía de las bocinas utilizadas como fuentes de control en las pruebas experimentales de múltiples canales. Las bocinas superiores pertenecieron a una computadora portátil desmontada y la bocina inferior es del altavoz de un teléfono celular.

Por lo tanto, los cambios en el arreglo experimental del esquema de múltiples canales, son los siguientes:

- Se utilizaron cuatro micrófonos de condensador Behringer ECM-8000; uno fue utilizado como micrófono de referencia, y los otros tres como micrófonos de error 1, 2 y 3.
- Se utilizaron tres bocinas pequeñas, dos provenientes de una computadora portátil y una de un teléfono celular, como fuentes de control.

Las bocinas y los micrófonos se colocaron como se muestra en las fotografías de la Figura 5-14, para coincidir, lo más posible, con la configuración utilizada en las simulaciones.

Estas pruebas también fueron realizadas en la cámara anecoica de Laboratorio de Acústica y Vibraciones del CCADET-UNAM.

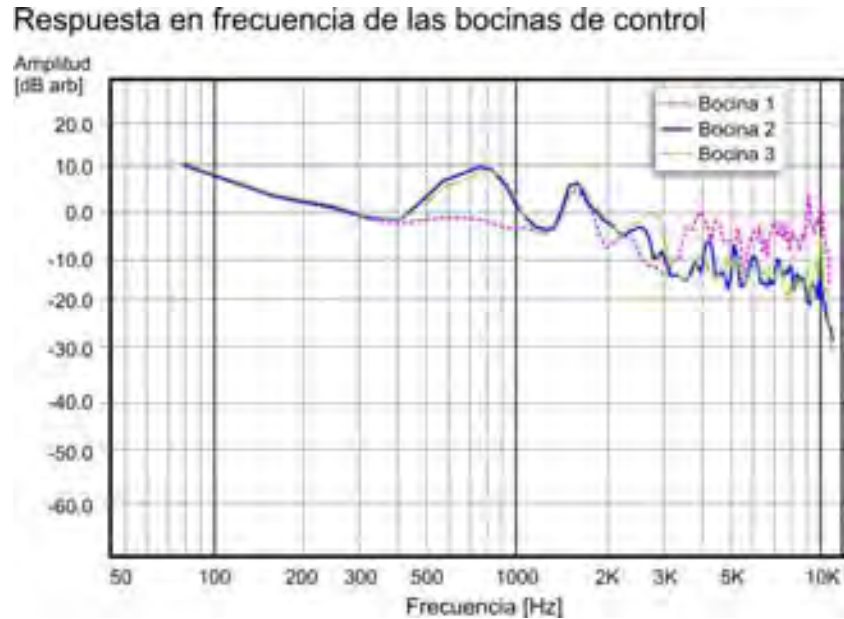


Figura 5-13: Resposta en frecuencia medida de las tres bocinas de control, donde la bocina 1 es el altavoz del teléfono celular y las bocinas 2 y 3 son las de la computadora portátil desmontada. Los decibeles de esta gráfica son con referencia arbitraria, para propósitos de comparación únicamente.



Figura 5-14: Fotografías del arreglo experimental con la localización de las bocinas de control y los micrófonos tanto de referencia como de error, ya colocados en la computadora portátil, para aproximar la configuración propuesta en las simulaciones.

5.3.2 Resultados experimentales

En la primera etapa de pruebas, se realizaron pruebas con un tono sintético de 1100 Hz, emitido desde una pequeña bocina auricular colocada en la parte inferior derecha de la pantalla de la computadora portátil. Fue utilizado un tono de tal frecuencia, pues la pequeña bocina podía emitirlo con mayor prominencia que tonos de frecuencia inferior.

Las reducción obtenida para tal tono en la señal de error simplificada (que es la señal de error que minimiza el esquema utilizado) se puede observar en la Figura 5-15, y alcanza un nivel de casi 8 dB. El detalle de reducción en cada canal se muestra en la Figura 5-16. Se observa reducción en los tres canales, aunque la magnitud de ésta varía entre canal y canal. La reducción promedio de nivel de presión sonora por canal es cercana a los 8dB.

Las reducciones no llegan a ser totales, como en el caso de un solo canal. Esto se atribuye a las limitaciones del esquema simplificado, el cual es efectivo principalmente para cancelar sólo la componente monopolar de radiación de ruido.

La siguiente etapa consistió en realizar las pruebas de control activo con el ruido de la computadora portátil, producido por el ventilador (sistema computadora – ventilador).

Las reducción obtenida en la señal de error simplificada se puede observar en la Figura 5-17. Puede notarse que el esquema de control es capaz de reducir la frecuencia más prominente, que corresponde a la BPF, en alrededor de 8 dB.

En la Figura 5-18 se muestra el espectro de bandas en tercios de octava, con ponderación A, de la señal de error simplificada. Se observa una ligera reducción de 2 dB en la banda más prominente.

En la Figura 5-19 se observa detalladamente el desempeño del sistema en cada uno de los tres canales. Puede notarse que la magnitud de la reducción varía entre canal y canal.

Debe notarse a partir de estas gráficas (principalmente en las de la reducción de la señal de error simplificada), que las gráficas de reducción sonora (incisos b) no necesariamente resultan una métrica adecuada para estos casos. Esto es particularmente notorio en la Figura 5-17, donde puede observarse en las gráficas originales (inciso a), que la reducción del tono principal de 960 Hz es bastante prominente, pero un componente de 800 Hz muestra un aumento (inciso b). Sin embargo, tal aumento corresponde a un nivel de presión sonora (inciso a) que no rebasa el nivel al que fue reducido el tono principal, por lo que no sería tan notorio.

De la misma forma que en las pruebas del tono sintético, las reducciones de la BPF no son tan pronunciadas como en las pruebas análogas de un solo canal, y esto se atribuye también a las limitaciones del esquema simplificado de control de múltiples canales.

Tono sintético de 1100 Hz: suma de señales de error

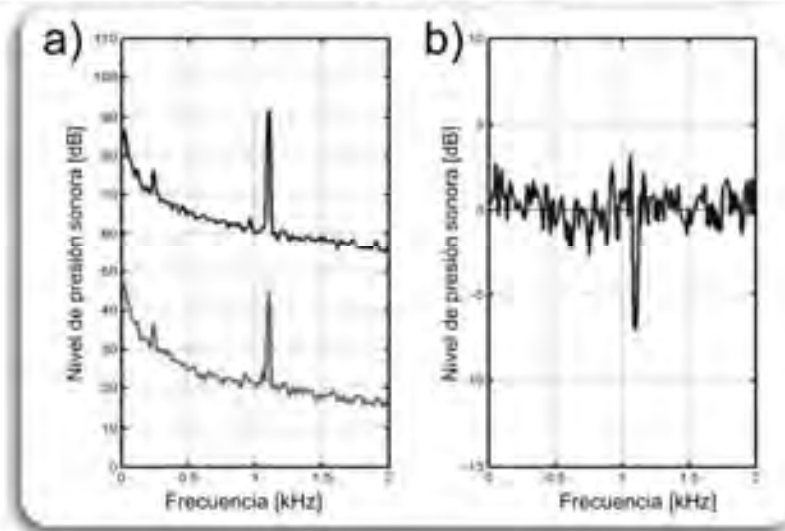


Figura 5-15: Gráficas de la reducción de ruido en la señal de error simplificada (suma de señales de error), para un tono sintético de 1100Hz emitido desde una bocina colocada en la esquina inferior izquierda de la pantalla de la computadora portátil. En la gráfica de la izquierda (a) se observan el nivel de ruido sin control (curva superior) y con control (curva inferior, dibujada 40 dB abajo para mayor claridad); en la de la derecha (b), el nivel de reducción sonora.

Tono sintético de 1100 Hz: detalle 3 canales

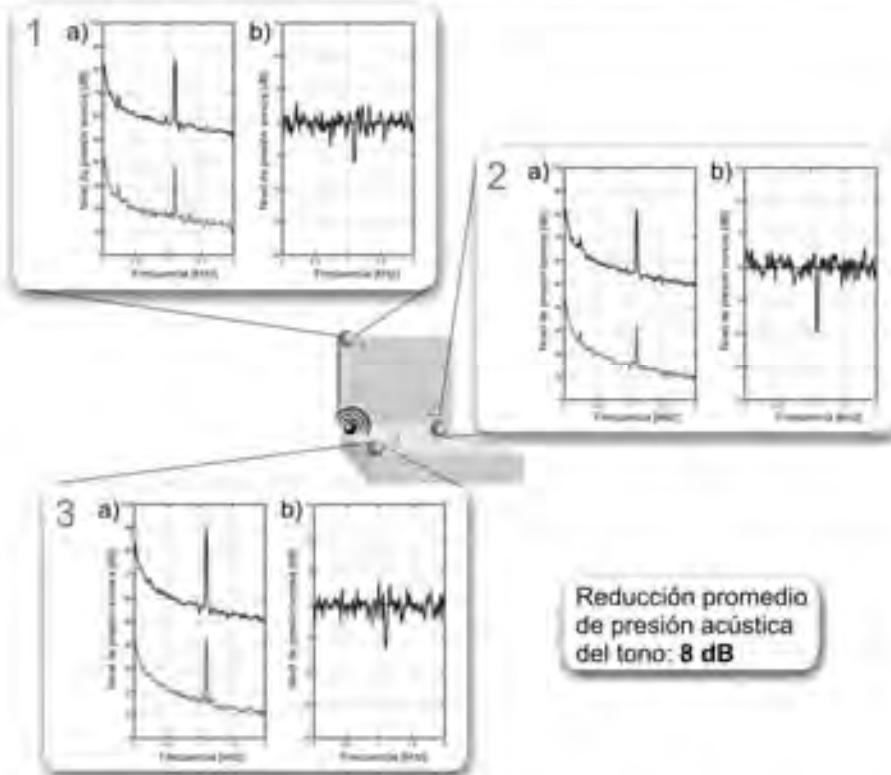


Figura 5-16: Detalle de los resultados de reducción de ruido en cada uno de los sensores de error, en la implementación experimental del control activo de ruido, para un tono sintético de 1100Hz. En las gráficas de la izquierda (incisos a) se observan el nivel de ruido sin control (curva superior) y con control (curva inferior, dibujada 40dB abajo para mayor claridad); en las de la derecha (incisos b), los niveles de reducción de ruido.

Sistema Computadora - Ventilador: suma de señales de error

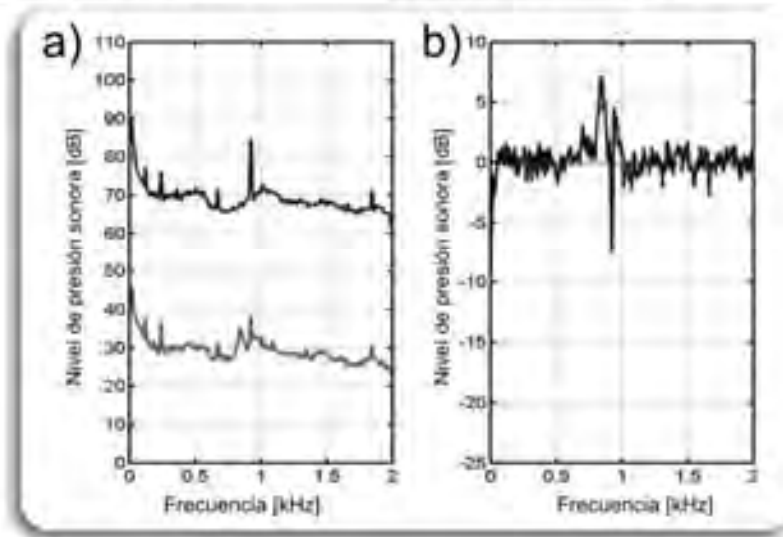


Figura 5-17: Gráficas de reducción de ruido en la señal de error simplificada (suma de señales de error), para el sistema computadora portátil – ventilador. En la gráfica de la izquierda (a) se observan el nivel de ruido sin control (curva superior) y con control (curva inferior, dibujada 40dB abajo para mayor claridad); en la de la derecha (b), el nivel de reducción de ruido.

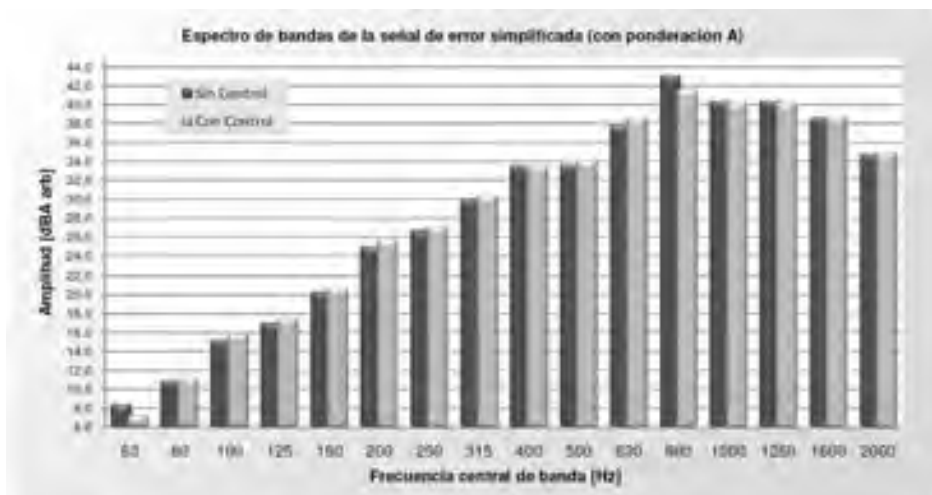


Figura 5-18: Espectro de bandas con ponderación A de la reducción en la señal de error simplificada. Los decibeles de esta gráfica son con referencia arbitraria, para propósitos de comparación únicamente.

Es importante señalar que en las pruebas del esquema simplificado de múltiples canales se observaban desestabilizaciones del modelo adaptivo que provocan aumento en el ruido tonal registrado, después de un periodo de convergencia estable de unos minutos. Esta situación tendrá que ser objeto de estudios posteriores.

Aún así, los resultados son alentadores, pues demuestran que el ruido producido por el ventilador de la computadora es capaz de ser reducido con estrategias de control activo de ruido, en varios puntos espaciales simultáneamente.

Sistema Computadora - Ventilador: detalle 3 canales

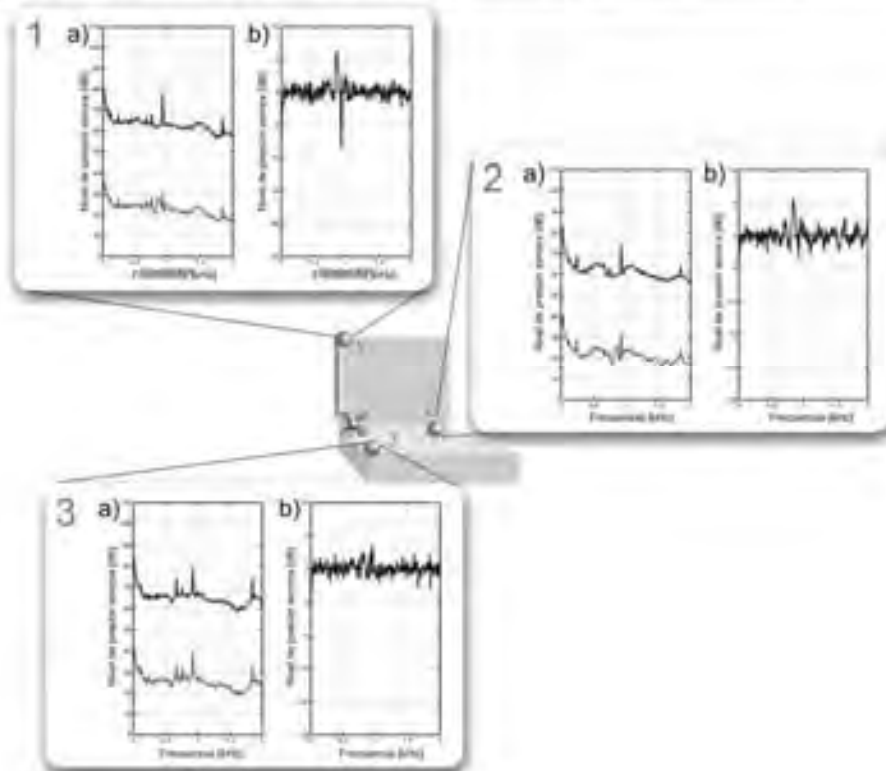


Figura 5-19: Detalle de los resultados experimentales obtenidos de reducción de ruido del sistema computadora portátil – ventilador, en cada uno de los sensores de error. En las gráficas de la izquierda (incisos a) se observa el nivel de ruido sin control (curva superior) y con control (curva inferior, dibujada 40dB abajo para mayor claridad); en las de la derecha (incisos b), los niveles de reducción de ruido.

6 Conclusiones y recomendaciones

Del trabajo realizado en el presente proyecto de tesis, se puede concluir lo siguiente:

- A partir del conocimiento de la efectividad del control activo de ruido para reducir significativamente componentes tonales de ruido, se propuso utilizar esta técnica para controlar el ruido tonal de ventiladores pequeños de computadora.
- Se adoptó un esquema de control activo de ruido pre-alimentado de referencia filtrada y con cancelación de retroalimentación. Se utilizó un algoritmo LMS para generar el filtro de control. Se escogió este esquema pues, aparte de ser una alternativa comúnmente utilizada en control activo de ruido en general, se adapta correctamente a los requerimientos del problema planteado.
- Se realizaron varias simulaciones tridimensionales en dominio de la frecuencia del esquema de control de múltiples canales, utilizando fuentes monopolares como modelos de las fuentes de ruido y de control. A partir de tales simulaciones, fue posible determinar la efectividad teórica del sistema de control activo al reducir ruido de manera global. Se obtuvieron resultados alentadores.
- Se realizaron simulaciones tridimensionales en dominio del tiempo del esquema de control activo de múltiples canales, utilizando una fuente de audio realista, obtenida a partir de aplicar un modelo de fuentes equivalentes a mediciones de una computadora portátil de pruebas, que también fue utilizada en las pruebas experimentales posteriores. Los resultados también fueron alentadores.
- Se realizó la implementación experimental del esquema de control activo de ruido local de un solo canal, utilizando el equipo de audio estándar de una computadora personal. Para ello, fue necesario adaptar el esquema de control propuesto para que compensara la alta latencia (retraso) inherente al procesamiento de audio de una computadora personal común. Este tipo de adaptación es también una aportación original del presente proyecto. El esquema de control de alta latencia tuvo buenos resultados para cancelación de un tono sintético, pero no se obtuvieron reducciones significativas para el ruido real de ventiladores de computadora o de transformadores eléctricos.
- Posteriormente, se realizó la implementación experimental del esquema de control activo local de un solo canal, ahora empleando una plataforma de audio basada en un procesador DSP, con baja latencia. Se obtuvieron muy buenos resultados de cancelación de ruido, pues

fueron reducidas con éxito todas las componentes tonales de ruido provenientes de la computadora portátil de pruebas.

- Finalmente, se realizó la implementación experimental del esquema de control activo global de ruido de múltiples canales. Fue necesaria una adaptación simplificada del esquema original, para permitir al DSP realizar todas las operaciones necesarias sin aumentar la latencia de funcionamiento. Los resultados son reducciones importantes de la componente tonal más prominente del ruido del ventilador (la BPF), en la señal de error simplificada (correspondiente a la componente de radiación monopolar). Las señales de error por separado muestran un desempeño que varía ligeramente entre canales.

Por lo tanto, se pueden resumir las siguientes aportaciones del presente trabajo:

- Para poder realizar las simulaciones basadas en la estrategia de reducir la intensidad acústica en puntos de error, fue necesario obtener la solución analítica del problema de optimización, pues ésta (a diferencia de las demás estrategias), no se encontraba en la literatura.
- La estrategia de utilizar los resultados de un modelo de fuentes sonoras equivalentes en simulaciones de control de ruido en una computadora portátil es también una aportación original del este trabajo.
- Las simulaciones tridimensionales en dominio de la frecuencia dan una base teórica del funcionamiento exitoso esperado de un sistema de control activo de ruido multicanal, aplicado a una computadora portátil.
- El esquema de control activo de ruido de un solo canal, utilizando el equipo de audio estándar de una computadora personal, es una implementación novedosa del sistema de control de referencia filtrada. Trabajo futuro puede mejorar la aplicación de éste esquema que fue exitoso para cancelar tonos de alta periodicidad.
- Los resultados experimentales del esquema de control activo de múltiples canales muestran un potencial en la estrategia de control activo de ruido, para reducir el ruido tonal de ventiladores pequeños de computadora. Este tipo de prueba, realizada en una computadora portátil, es una aportación original del proyecto.

En conclusión, el presente trabajo aporta evidencias de que el control activo de ruido podría ser una estrategia prometedora y capaz de entregar buenos resultados para reducir el ruido producido por los ventiladores de las computadoras portátiles. Los resultados obtenidos en el presente proyecto son alentadores, aunque una etapa futura de prototipo comercial aún tiene labores pendientes.

Al respecto del trabajo futuro en esta línea de investigación, se recomienda lo siguiente:

- El análisis e implementación de distintas alternativas para el proceso de identificación de dispositivos, con objeto de hacerlo más rápidamente y sin perturbar a un usuario potencial de la computadora.
- La implementación del esquema de control de múltiples canales completo, sin simplificaciones, para garantizar una cancelación global más pronunciada y uniforme de todas las componentes tonales de ruido. Para ello puede optarse por un equipo controlador más poderoso operativamente, o por un esquema de control que ahorre operaciones de una forma alternativa.
- El diseño industrial que permita integrar el sistema de control activo de ruido en el chasis de una computadora portátil.
- Un análisis más a fondo de las estrategias para mejorar la estabilidad del algoritmo adaptable LMS, particularmente en el caso del sistema multicanal simplificado, para lograr una implementación más robusta.

7 Bibliografía

- Anderson, J. A. 1994.
Foundations of computer technology. CRC Press.
- Behringer, 2000.
Measurement Microphone ECM8000. Especificaciones técnicas. www.behringer.com.
Alemania.
- Brinkman, M. R. 2007.
Laptop noise reduction with active sound control. Tesis de Maestría, Faculty of Engineering Technology, University of Twente. Países Bajos.
- Burguess, J. C., 1991.
Chirp design for acoustical system identification. *J. Acoust. Soc. Am.* Vol. 91, No. 3 (1525 – 1530).
- Cattanei, A., Ghio, R., Bongiovi, A. 2007.
Reduction of the tonal noise annoyance of axial flow fans by means of optimal blade spacing. *Applied Acoustics*. Vol. 68 (1323 – 1345).
- Cocker, M. J. 1997.
Encyclopedia of Acoustics, Vol. 4. John Wiley & Sons. EE UU.
- Cordourier M., H. 2006.
Programa interactivo para el diseño asistido por computadora de instrumentos musicales de viento, Tesis de Maestría, CCADET - UNAM. Tutor: Dr. Felipe Orduña Bustamante.
- Cordourier M., H. A., Orduña B., F. 2007.
Control activo de ruido periódico de ventiladores de computadoras portátiles. En memorias SOMI XXII 2007. Monterrey, N. L., México.
- Cordourier-Maruri., H. A., Orduña-Bustamante., F. 2009.
Active control of periodic fan noise in laptops: spectral width requirements in a delayed buffer implementation. *Journal of Applied Research and Technology*, Vol. 7, No. 2, (124 – 135).
- De Diego, M., Gonzalez, A. 2001.
Performance evaluation of multichannel adaptive algorithms for local active noise control. *J. of Sound and Vibration*. Vol. 244, No. 4, (615 – 634).

- Elliott, Stephen J. 2001.
Signal Processing for Active Control. Academic Press.
- Fahy, F. J. 1989.
Sound Intensity. Elsevier Science Publishers LTD. Reino Unido.
- Gee, K. L., Sommerfeldt, S. D. 2003
Application of theoretical modeling to multichannel active control of cooling fan noise. J. Acoust. Soc. Am., Vol. 115, No. 1 (228 – 236).
- Gérard, A., Berry, A., Masson, P. 2005 (1).
Control of tonal noise from subsonic axial fan. Part 1: reconstruction of aeroacoustic sources from far-field sound pressure. J. of Sound and Vibration. Vol. 288, (1049 – 1075).
- Gérard, A., Berry, A., Masson, P. 2005 (2).
Control of tonal noise from subsonic axial fan. Part 2: active control simulations and experiments in free field. J. of Sound and Vibration. Vol. 288, (1077–1104).
- Gullbrand, J., Beltman, W. M., MacDonald, M. 2007.
Sound quality investigation of notebook inlet grilles. En memorias NOISE-CON 2007. Reno , Nevada, EE UU.
- Gullbrand, J., Beltman, W. M. 2008.
Flow Rate and Acoustic Modeling of an Axial Cooling Fan. En memorias NOISE-CON 2008. Dearborn, Michigan, EE UU.
- Hansen, C. H., 2001.
Understanding Active Noise Cancellation. Spon Press, Reino Unido.
- Hansen, C. H., Snyder, S. D., 1997.
Active Control of Noise and Vibration. Cambridge University Press. Reino Unido.
- Huang, L., Wang, J. 2005.
Acoustic analysis of a computer cooling fan. J. Acoust. Soc. Am., Vol. 118, No. 4 (2190 – 2200).
- Hodgson, M., Li, I. 2006.
Experimental study of the noise emission of personal computer cooling fans, Applied Acoustics. Vol 69, No. 9, (849 – 863).
- Longhurst, RS, 1968.
Geometrical and Physical Optics, Segunda edición. Longmans, Reino Unido.

- López, F., 2008.
Medición de patrones de radiación de acústica de una computadora portátil. Tesis de Maestría, Facultad de Ingeniería, UNAM. Tutor: Dr. Felipe Orduña Bustamante.
- Kientzle, T. 1988.
A Programmer's Guide to Sound. Addison Wesley, EE UU.
- Kinney, C. E., De Callafon, R. A., Dunens, E., Bargerhuff, R., Bash C. E. 2007.
Optimal periodic disturbance reduction for active noise cancellation. J. of Sound and Vibration Vol. 305 (22 – 33).
- Kinsler, L. E., Frey, A. R., Coppens, A. B., Sanders, J. V. 1982.
Fundamentals of acoustics. Tercera edición. John Wiley & Sons, EE UU.
- Kuo, S. M., Morgan, D. R. 1999.
Active Noise Control: A Tutorial Review. En memorias del IEEE, Vol. 87, No. 6 (943 – 973).
- Lee, M., Stuart Bolton, J., Yoo, T. 2005.
Fan Noise Control by Enclosure Modification. En memorias Inter-Noise 2005. Río de Janeiro, Brasil.
- Neise, W., Stahl, B. 1976.
Noise reduction in centrifugal fans: a literature survey. J. of Sound and Vibration, Vol. 45, (375 – 403).
- Neise, W. 1982.
Review of noise reduction method for centrifugal fans. Journal of Engineering for Industry, Vol. 104, (151 – 161).
- Nelson, Philip A. Elliott, Stephen J. 1993.
Active Control of Sound. Academic Press, Reino Unido.
- Orduña Bustamante, F., Tavares Mancillas, A., De la Guardia González, R. 2006.
Enhancement by linear prediction of acoustic reference signals for active noise control of computer cooling fans. En memorias Inter-Noise 2006. Honolulu, Hawaii, EE UU.
- Orduña Bustamante, F., Cordourier Maruri, H., De la Guardia González, R. 2007.
Active control of periodic fan noise in laptops. En memorias NoiseCon 2007. Reno, Nevada, EE UU.
- Oppenheim, A. V., Willsky, A. S. 1997.
Signals & Systems. Segunda edición. Prentice Hall, EE UU.

- Qin, F., Chen, J., Chen, Z. 2006.
Acoustic characterization and prediction for fan-duct-plenum-room integrations. *Applied Acoustics* Vol. 67 (201–229).
- Ruckman, C. E. 2007.
Active Noise Control FAQ. Página Web, dirección:
<http://www.chrisruckman.com/ancfaq.htm>.
- Sánchez Peña, R. S., Cugueró, M. A., Masip, A., Quevedo, J., Puig, V. 2008.
Robust identification and feedback design: An active noise control case study. *Control Engineering Practice*. Vol. 16, (1265– 1274).
- Shafer, B. M., Gee, K. L., Sommerfeldt, S. D., Duke, C. V. 2006
Near-field mapping of pressure fields during active control of small axial cooling fans. En memorias del Fourth Joint Meeting: ASA and ASJ. Honolulu, Hawai, EE UU.
- Snyder, S. D., 2000.
Active Noise Control Premier, Springer-Verlag, New York, Inc., EE UU.
- Tavares Mancillas, A. 2006.
Predicción lineal de término largo para la extracción de ruido tonal generado por ventiladores de computadora, Tesis de Maestría, Facultad de Ingeniería, UNAM. Tutor: Dr. Felipe Orduña Bustamante.
- Thomas, R. H., Burdisso, R. A., Fuller, C. R., O'Brien, W. F. 1993.
Preliminary experiments on active control of fan noise from a turbofan engine. *J. of Sound and Vibration*. Vol. 161, No. 3 (532 – 537).
- Tokhi, M. O., Hossain, M. A. 1996.
A unified adaptive active control mechanism for noise cancellation and vibration suppression. *Mechanical Systems and Signal Processing*. Vol. 10, No. 6. (556 – 571).
- Wang, J., Huang, L., Cheng, L., 2005.
A study of active tonal noise control for a small axial flow fan. *J. Acoust. Soc. Am.* Vol. 117, No. 2 (734–743).
- Widrow, B. Stearns, S. 1985.
Adaptive Signal Processing, Prentice Hall. EE UU.
- Widrow, B., Haykin, S., 2003.
Least-Mean-Square Adaptive Filters, Wiley, John & Sons.

Wong, J., Paurobally, R., Pan, J. 2003.
Hybrid active and passive control of fan noise. *Applied Acoustics*. Vol. 64, (885 – 901).

Wu, J. -D., Bay, M. R. 2001.
Application of feedforward adaptive active-noise control for reducing blade passing noise in centrifugal fans. *J. of Sound and Vibration*. Vol. 239, No. 5, (1051 – 1062).